ББК 31.264.5
Б27
УДК 621.362.2

Бас А. А. и др.

Б27 Источники вторичного электропитания с бестрансформаторным входом / А. А. Бас, В. П. Миловзоров, А. К. Мусолин. — М.: Радио и связь, 1987. — 160 с.: ил.

Рассматриваются принципы построения и особенности проектирования источников вторичного электропитания на основе транзисторных преобразователей напряжения повышенной частоты, обосновывается выбор функциональных узлов источников электропитания и приводятся электрические схемы с использованием современной силовой элементной базы, дается их расчет.

Для инженерно-технических работников, занимающихся разработкой источников вторичного электропитания радиоаппаратуры.

Б $\frac{2402020000-019}{046(01)-87}$ 20—87 **ББК 31.264.5**

Рецензент П. Н. ЗАИКА

Редакция литературы по конструированию и технологии производства радиоэлектронной аппаратуры

Производственное издание

Алексей Андреевич Бас

Владимир Петрович Миловзоров

Александр Константинович Мусолин

ИСТОЧНИКИ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ
С БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫМ ВХОДОМ

Заведующий редакцией П. И. Никонов. Редактор Н. В. Ефимова. Обложка художника В. Е. Карпова. Художественный редактор Т. В. Бусарова. Технический редактор Г. И. Колосова. Корректор Т. В. Дземидович

ИБ № 1210

Сдано в набор 28.05.86. Подписано в печать 17.09.86. Т-18754. Формат 60×84¹/₁₆. Бумага офс. № 2. Гарнитура литературная. Печать офсетная. Усл. печ. л. 9,3. Усл. кр.-отт. 9,531. Уч.-изд. л. 10,9. Тираж 80 000 экз. (2 завод 40 001—80 000 экз.) Изд. № 21243. Зак. № 1779. Цена 55 к.

Издательство «Радио и связь», 101000, Москва, Почтамт, а/я 693

Московская типография № 4 Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли.
129041, Москва, Б. Переяславская, 46

ОГЛАВЛЕНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ

Решение современных задач науки и техники связано с широким применением электронно-вычислительной аппаратуры, информационно измерительных комплексов, средств связи, управления, автоматики и телемеханики, которые в большинстве случаев получают электрическую энергию от промышленной сети переменного тока, а потребляемая ими мощность лежит, как правило, в пределах от одного до десяти киловатт.

Неотъемлемой частью перечисленной радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) являются источники вторичного электропитания (ИВЭП), обеспечивающие ее электрической энергией требуемого вида и качества.

В настоящее время внимание специалистов в области электропитания РЭА сосредоточено на создании высокоэффективных ИВЭП с бестрансформаторным входом, которые строятся на основе высокочастотного инвертора напряжения. Включение инвертора, работающего на частотах 20—100 кГц, в структуру ИВЭП обеспечивает, во-первых, гальваническую развязку нагрузки от первичной сети, во-вторых, резко уменьшаются массогабаритные показатели трансформаторов и дросселей и, в-третьих, значительно повышается КПД ИВЭП за счет импульсного режима работы мощных транзисторов.

Вопросам проектирования и создания ИВЭП с бестрансформаторным входом в последнее время уделяется большое внимание. Это находит отражение в материалах ряда Всесоюзных конференций и совещаний по проблемам вторичного электропитания и преобразовательной техники. Новизна и оригинальность таких источников электропитания подтверждаются целым рядом авторских свидетельств и патентов. Учитывая большой интерес к источникам электропитания данного типа со стороны разработчиков, в предлагаемой читателям книге рассмотрены особенности проектирования функциональных узлов силовой части и устройств управления ИВЭП с бестрансформаторным входом, выполненных на основе высокочастотного транзисторного инвертора, а также отражены вопросы повышения надежности их функционирования. Приведены практические разработки ИВЭП этого типа.

В книге использован опыт, накопленный авторами в процессе проведения научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ по данному направлению, и обобщены результаты, полученные другими авторами.

Глава I.

НАЗНАЧЕНИЕ И СТРУКТУРА ИСТОЧНИКОВ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ С БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫМ ВХОДОМ

1.1. НАЗНАЧЕНИЕ, ОСНОВНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ И ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К ИСТОЧНИКАМ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Источники электропитания с бестрансформаторным входом по назначению можно разделить на три группы. К первой можно отнести ИВЭП, для которых характерными признаками являются низкий уровень выходного напряжения (2—50 В) и широкая их номенклатура по току нагрузки (1—200 А). Источники электропитания данной группы находят применение в основном в РЭА третьего и четвертого поколений, выполненной на ИС и БИС.

Учитывая возросшие требования по надежности функционирования различных систем РЭА, в настоящее время одним из важнейших показателей ИВЭП данной группы служит показатель его надежности при заданном ресурсе работы. Отказ источника электропитания, как правило, сопровождается невыполнением поставленных задач или простоем аппаратуры. Надежность функционирования ИВЭП с бестрансформаторным входом прежде всего определяется коэффициентом запаса по допустимому уровню напряжения и тока для силовых элементов схемы (транзисторов, диодов, конденсаторов). Кроме того, необходимым условием функционирования ИВЭП является решение ряда специфических задач схемотехники: обеспечение симметричных режимов работы высокочастотных трансформаторов, предотвращение протекания сквозных токов в двухтактных инверторах, организация плавного запуска (плавного заряда конденсаторов) и ограничение зарядного тока конденсаторов сетевого выпрямителя (СВ).

Другим весьма важным показателем ИВЭП служит его удельная мощность (Вт/дм^3) для стационарной РЭА и Вт/кг для РЭА подвижных объектов с первичной бортовой сетью 400 Гц.

В табл. 1.1 в качестве примера приведены показатели ИВЭП с бестрансформаторным входом для отечественных и зарубежных разработок. Важным показателем ИВЭП является его КПД. Повышение КПД снижает количество выделяемого тепла в источнике, позволяет уменьшить массу и габариты источника, а также потребление электрической энергии, что особенно важно для информационных систем с потребляемой мощностью 5—10 кВт и выше. Например, замена ИВЭП, построенных на линейных принципах с КПД = 0,3 в информационной системе с потребляемой мощностью 10 кВт, на ИВЭП с бестрансформаторным входом с КПД = 0,8 при двухсменной их работе

Таблица 1.1

Обозначение	$U_н$, В	$I_н$, А	V, Вт/дм³	m, Вт/кг	КПД	P, Вт	Литература
УВИП-2-2В-100Н	2	100	15	—	0,45	200	[1]
УВИП-2-5В-90А	5	90	33	—	0,73	450	[1]
УВИП-2-5В-2А	5	2	27	—	0,7	10	[1]
УВИП-2-27В-2А	27	2	36	—	0,82	54	[1]
ИВЭП	6	33	58,8	75	0,76	200	[5]
ИВЭП	27	66	130	133	0,9	200	[4]
БИП 1,0-1	27	37	80	50	0,8	1000	[6]
SK5-40/OVP	5	400	96	—	0,7	200	[7]
ИВЭП	5,2	300	68,7	65		1820	[7]

дает эффективность 1,5 тыс. руб. в год за счет уменьшения потребления энергии. Из табл. 1.1 видно, что современные ИВЭП с бестрансформаторным входом могут обеспечить в номинальных режимах КПД $<$ $<$ 0,8 при небольших мощностях (50—100 Вт) и при низких напряжениях (ниже 27 В) и КПД $>$ 0,8 при повышенных мощностях (0,5—1 кВт) и более высоких напряжениях на выходе.

Во многих случаях, особенно для устройств аналоговой техники, определяющим показателем, от которого зависит применение ИВЭП с бестрансформаторным входом, служит электромагнитная совместимость (ЭМС) с РЭА, под которой понимают способность одновременного функционирования ИВЭП и РЭА в реальных условиях эксплуатации с требуемым качеством при воздействии на РЭА непреднамеренных электромагнитных помех со стороны источника вторичного электропитания. Для ИВЭП с бестрансформаторным входом характерным является то, что достигнутые высокие результаты по энергетическим и удельным показателям снижаются на 10—15% за счет применения технических средств, удовлетворяющих требованиям ЭМС. К задачам по обеспечению ЭМС между ИВЭП и РЭА можно отнести: исследование физических процессов, лежащих в основе образования электромагнитных помех; разработку методик измерения электромагнитных помех и разработку методов и средств их подавления до нормированного уровня (ГОСТ 25803—83).

Возникновение помех в ИВЭП с бестрансформаторным входом обусловлено (в интервалах коммутации транзисторов и диодов) наличием высокочастотных колебательных контуров, образованных основными конденсаторами и дросселями устройств, а также паразитными параметрами: емкостями обмоток высокочастотных трансформаторов и дросселей; индуктивностями рассеяния трансформаторов; емкостями между коллекторным переходом транзистора и радиатором; индуктивностями обкладок и выводов конденсаторов; индуктивностями и емкостями монтажа.

Электромагнитная совместимость может быть обеспечена за счет схемных решений—например, для импульсных стабилизаторов напряжения и выпрямителей — многофазностью режима их работы, симметрированием режима работы двухтактных инверторов, применением симсимметричного фильтра или выполнением вторичной обмотки в виде двух секций, пространственно разнесенных одна от другой на магнитопроводе трансформатора. Другим направлением обеспечения ЭМС является применение средств пассивной фильтрации помех, например, шунтированием диодов выпрямителя вторичной обмотки трансформатора демпфирующими RC-цепочками или введением помехоподавляющих фильтров с полосой частот 0,15—10^4 МГц, затуханием 40—60 дБ и допустимым падением напряжения на фильтре не более 2 % от номинального уровня [1].

Методы пассивного электростатического экранирования и рационального монтажа преследуют цели снижения паразитных емкостных связей в электромагнитных элементах блоков и в конструкции ИВЭП. Значительный интерес представляет применение проводников и элементов конструкций с изоляцией из помехопоглощающих материалов с частотно-зависимыми диэлектрическими магнитными свойствами [2]. Для улучшения ЭМС применяют низкочастотное и высокочастотное заземление ИВЭП и питаемую ими РЭА, а также заземление экранов и кабелей [1,3].

Проведение перечисленных выше мероприятий по обеспечению ЭМС источников электропитания и РЭА позволяет на порядок снизить уровень помех, что обеспечивает нормальное функционирование систем РЭА. Суммарная нестабильность выходного напряжения ИВЭП с бестрансформаторным входом данной группы характеризуется нежесткими требованиями и, как правило, имеет уровень $\pm(2—3)\%\ U_н$, а пульсации выходного напряжения составляют $\pm 1\ \%\ U_н$.

Характерным требованием для ИВЭП устройств вычислительной и информационной техники является возможность ступенчатого (плавного) изменения выходного напряжения ИВЭП на ± 5 % (10%) с целью профилактического контроля.

Ко второй группе ИВЭП с бестрансформаторным входом можно отнести источники электропитания современной научной, технологической и лабораторной аппаратуры. Характерными требованиями для оптико-электронной, медицинской и технологической аппаратуры является получение от ИВЭП напряжения, уровень которого изменяется плавно или дискретно в широком диапазоне (10^1—10^4В) со стабилизацией каждого уровня; для лазерной техники характерен импульсный характер тока нагрузки со стабилизацией его уровня; для ряда систем связи одним из основных требований служит высокая степень гарантии поступления электрической энергии требуемого качества, что ставит задачу создания высоконадежных ИВЭП.

Источники вторичного электропитания с бестрансформаторным входом и выходом на постоянном токе данной группы могут быть выполне-

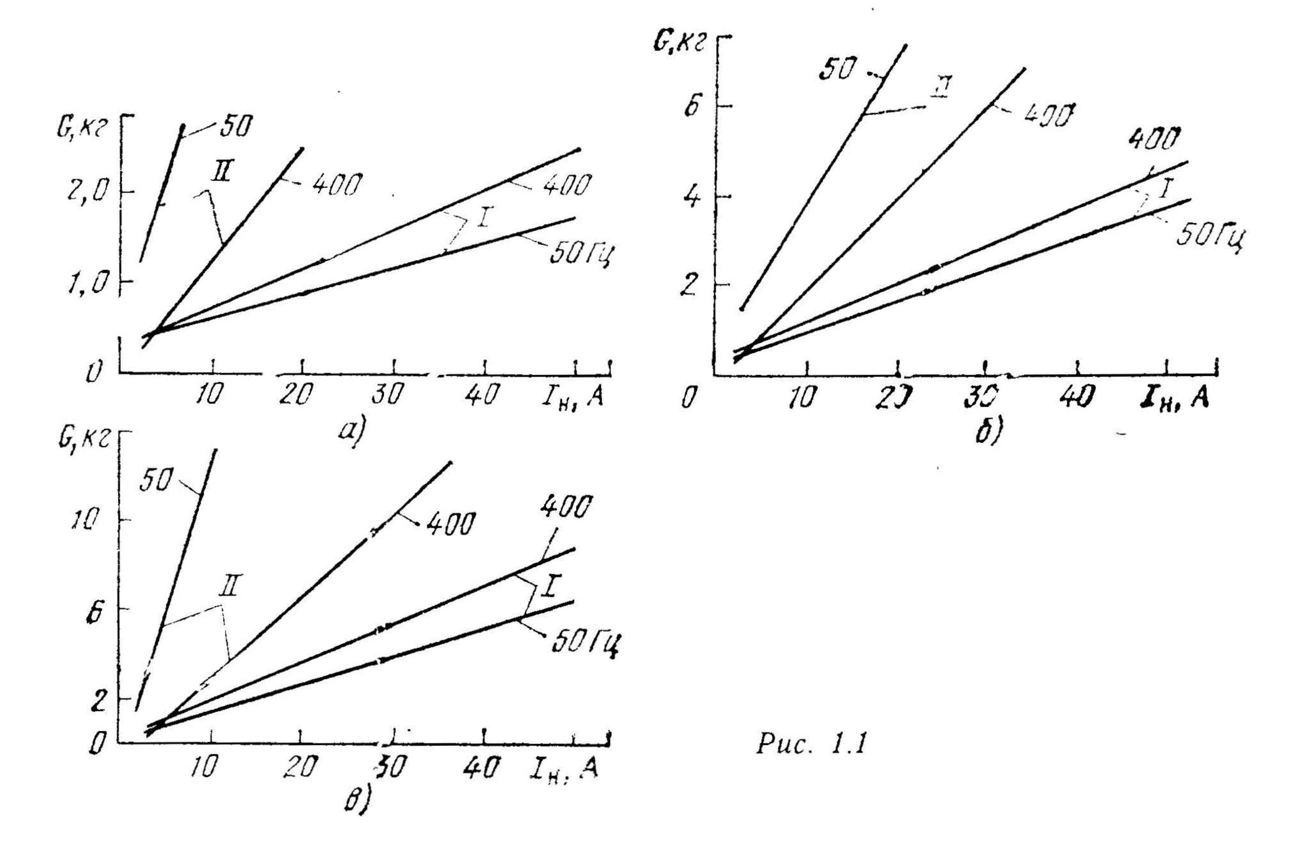


Рис. 1.1

ны для решения следующих задач: стабилизации напряжения при широком диапазоне изменения его уровня; стабилизации напряжения при широкодиапазонном изменении тока нагрузки; регулирования в широком диапазоне тока нагрузки при стабилизированном уровне напряжения; стабилизации тока нагрузки; обеспечения высокой надежности получения электрической энергии. Эти задачи должны быть выполнены при условии, что ИВЭП обладают высокими динамическими характеристиками, а также высокими энергетическими и удельными показателями по массе и объему.

К третьей группе ИВЭП с бестрансформаторным входом и выходом на постоянном токе относятся источники электропитания с высоким уровнем стабилизированного напряжения (1—50 кВ), и характеризуются они рядом специфических задач для получения высокого напряжения. В книге рассмотрены только ИВЭП с бестрансформаторным входом первой и второй групп, так как ИВЭП третьей группы ввиду своей специфики требуют самостоятельного рассмотрения.

Для сравнительной оценки на рис. 1.1 приведены зависимости массы элементов силовой части без учета конструкции ИВЭП от тока нагрузки при выходных напряжениях 5 В (рис. 1.1, *а*), 12 В (рис. 1.1, *б*) и 27 В (рис. 1.1, *в*) для ИВЭП с бестрансформаторным входом (структура *I*) при работе мостового регулирующего инвертора на частоте 20 кГц и при подключении источника к промышленной однофазной сети 220 В, 50 Гц и трехфазной сети 200 В, 400 Гц, а также для ИВЭП с входным трансформатором и импульсным стабилизатором (структура *II*) при

тех же входных и выходных параметрах. Из рис. 1.1 видно, что масса ИВЭП с бестрансформаторным входом при подключении его к сети 400 Гц выше, чем при подключении к сети 50 Гц из-за существенного уменьшения номинальной емкости сглаживающего входного фильтра с увеличением частоты. Кроме того, эффективно применение ИВЭП с бестрансформаторным входом, начиная с 20—25 Вт для низких выходных напряжений (5; 12 В) и 35—45 Вт для напряжений 27 В и выше.

1.2. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ИСТОЧНИКОВ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

На практике широкое распространение получили две структуры построения ИВЭП с бестрансформаторным входом: на основе регулируемого и нерегулируемого конверторов. В первом случае (рис. 1.2, *а*) структурная схема ИВЭП состоит из двух функциональных узлов — сетевого выпрямителя *СВ* и преобразователя напряжения *ПН*. Сетевой выпрямитель выполняет функции выпрямления напряжения сети $U_с$ и сглаживания пульсаций, обеспечивает режим плавной зарядки конденсаторов фильтра при включении источника, бесперебойность подачи энергии в нагрузку при кратковременных провалах напряжения сети ниже допустимого уровня и уменьшает уровень помех за счет применения помехоподавляющих фильтров. На выходе *СВ* формируется напряжение *E* постоянного тока, которое характеризуется значениями 264—340 В для однофазной сети 220 В$^{+10}_{-15}$ % и 455—590 В для трехфазной сети 380 В$^{+10}_{-15}$ %. Преобразователь напряжения включает в себя конвертор *К* и устройство управления *УУ*. Конвертор, в свою очередь, состоит из регулируемого инвертора *И*, преобразующего постоянное выходное напряжение *СВ* в переменное прямоугольной формы, трансформаторно-выпрямительного узла *ТВУ*, работающего на повышенной частоте (20 кГц) и обеспечивающего гальваническую развязку сети с нагрузкой, и высокочастотного *LC*-фильтра *ФВ*. Устройство управления *ПН* обеспечивает мощные транзисторы импульсами управ-

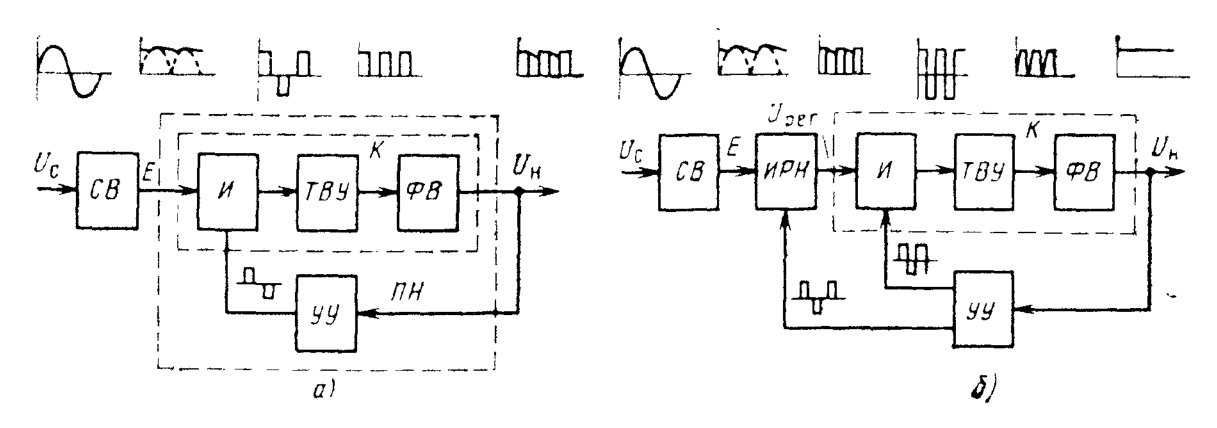


Рис. 1.2

ления, а также осуществляет стабилизацию напряжения на нагрузке $U_н$ путем изменения длительности (коэффициента заполнения γ) импульсов управления, т. е. за счет применения широтно-импульсного метода регулирования напряжения.

Во втором случае (рис. 1.2, *б*) структурная схема представляет собой последовательное соединение *СВ*, импульсного регулятора напряжения *ИРН* и конвертора *К*, выполненного на основе нерегулируемого инвертора *И*. Устройство управления *УУ* обеспечивает подачу импульсов управления с коэффициентом заполнения γ на мощный транзистор *ИРН* и импульсов управления типа меандр на мощные транзисторы инвертора. Функциональный узел—конвертор для обеих структур ИВЭП может быть построен на основе однотактного инвертора с трансформаторным выходом. Такой конвертор в дальнейшем называется трансформаторным однотактным конвертором (ТОК). Конвертор может быть построен также на основе двухтактных схем инверторов с трансформаторным выходом; такой конвертор в дальнейшем обозначается ТДК. Устройство управления *УУ*, как уже отмечалось, формирует импульсы управления инвертором *и* или *ИРН* и *И*, а также включает в себя устройства защиты, плавного включения и внутренний источник электропитания схемы управления.

Характерным для первой структуры ИВЭП является то, что инвертор подключен непосредственно на напряжение *E* и должен быть рассчитан исходя из максимального уровня напряжения $E_{max}=340$ В для однофазной сети и $E_{max}=590$ В для трехфазной с учетом коэффициента запаса по напряжению для транзисторов. Это усложняет схему инвертора, поскольку необходимо применять последовательное соединение по входным цепям нескольких однотипных инверторов. Кроме того, наличие паузы в выходном напряжении инвертора из-за широтно-импульсного метода регулирования резко увеличивает массогабаритный показатель сглаживающего выходного *LC*-фильтра, так как его параметры должны рассчитываться исходя из минимального коэффициента заполнения импульсов γ_{min} при условии непрерывности тока дросселя фильтра.

Положительным качеством первой структуры является совмещение функции преобразования напряжения *E* и стабилизации напряжения $U_н$. Это позволяет несколько упростить *УУ*, поскольку по сравнению со второй структурой уменьшается число управляемых транзисторных ключей. Кроме того, из-за паузы в выходном напряжении инвертора «автоматически» устраняются сквозные токи, опасность возникновения которых в установившемся режиме велика у двухтактных схем конверторов, и улучшается режим переключения мощных транзисторов и диодов высокочастотного выпрямителя.

Одним из достоинств второй структуры ИВЭП является простота построения источника с несколькими стабилизированными выходными напряжениями, работающими при фиксированных токах нагрузки, так как цепью обратной связи по отклонению выходного напряжения

достаточно охватить лишь один канал *ИРН*. Инвертор в данной структуре подключают к стабилизированному напряжению $U_{\text{рег}}$ *ИРН*, уровень которого $U_{\text{рег}} = 200—250$ В, т. е. существенно ниже, чем в первой структуре, что дает возможность применять в инверторе мощные транзисторы, рассчитанные на более низкое напряжение, с улучшенными частотными свойствами. Параметры выходного *С*-фильтра определяются длительностью фронта импульсов напряжения инвертора и возможной несимметрией выпрямленного напряжения, и следовательно, для данной структуры этот фильтр обладает незначительными объемом и массой. Наличие конденсатора на выходе выпрямителя позволяет устранить потери на переключение в транзисторах инвертора при условии пренебрежимо малой индуктивности рассеяния высокочастотного трансформатора, выполненного, например, на кольцевом магнитопроводе с хорошей индуктивной связью первичной и вторичной обмоток.

Ввиду того что *LCD*-фильтр *ИРН* работает при повышенном напряжении, его масса и объем значительно меньше, чем у фильтра, включенного на выходе регулируемого инвертора, при одних и тех же уровнях выходного напряжения и тока. Сравнительная оценка по КПД, массе и объему ИВЭП с бестрансформаторным входом, построенных на основе нерегулируемого инвертора и ИРН и на основе регулируемого инвертора при одних и тех же условиях, показала, что энергетические возможности этих структур практически равноценны, а их массы и объемы отличаются незначительно [8].

1.3. АДАПТИВНЫЕ ИСТОЧНИКИ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ С БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫМ ВХОДОМ

Для создания ИВЭП с широким диапазоном регулирования напряжения или тока, а также повышения их надежности целесообразно использовать адаптивные источники с бестрансформаторным входом. Применение традиционных методов регулирования и стабилизации, основанных, например, на широтно-импульсном методе управления, не позволяет получить требуемые характеристики по диапазону регулирования, быстродействию и надежности при условии удовлетворения требований по энергетическим и удельным показателям.

Под адаптивными ИВЭП с бестрансформаторным входом будем понимать устройства стабилизации, регулирования и преобразования напряжения (тока), имеющие дискретный исполнительный орган (ДИО) со структурой, изменяющейся в зависимости от отклонений выходного напряжения ΔU или диапазона регулирования напряжения $U_{\text{рег}}$, тока $\Delta I_{\text{н}}$ или надежности p.

На рис. 1.3 приведена обобщенная схема адаптивного ИВЭП с бестрансформаторным входом, которая включает *СВ*, *ДИО*, датчик тока *ДТ* и *УУ*. Дискретный исполнительный орган может быть выполнен для получения требуемой надежности на *N* основных и *F* резервных однотип-

ных преобразовательных модулях *ПМ* с трансформаторным выходом на раздельных магнитопроводах. Таким образом, переменным параметром, характеризующим выполнение функций стабилизации и регулирования напряжения или тока в *ДИО*, является коэффициент его трансформации $k_{ДИО}$. В этом случае связь между напряжением на нагрузке $U_н$ и напряжением E *СВ* имеет вид $U_н = Ek_{ДИО}(\Delta U_н, U_{рег}, \Delta I_н, p)$.

Дискретное изменение коэффициента трансформации в *ДИО* для адаптивных ИВЭП с бестрансформаторным входом достигается изменением числа включенных конверторов, инверторов с трансформаторными выходами на общий магнитопровод, или числа трансформаторов с выходом на общий выпрямитель, или числа трансформаторно-выпрямительных узлов (ТВУ), которые в дальнейшем будем называть преобразовательными модулями (ПМ). Следовательно, в *ДИО* осуществляется амплитудно-импульсное регулирование, что позволяет эффективно регулировать напряжение (ток) в широком диапазоне, исключить громоздкий *LC*-фильтр и улучшить тем самым массогабаритный показатель ИВЭП, а также увеличить его быстродействие. Адаптивным ИВЭП свойственна высокая степень унификации, так как их выполняют в большинстве случаев на однотипных преобразовательных модулях.

Число сочетаний ПМ зависит от задач, которые ставятся перед источником электропитания (стабилизация, регулирование, повышение надежности) и обеспечиваются УУ. Устройство управления может включать в себя следующие каналы адаптации ДИО: по стабилизации напряжения на нагрузке $U_1 = f(\Delta U_н)$; по диапазону регулирования напряжения на нагрузке $U_2 = f(U_{рег})$; по кратности изменения тока нагрузки $U_3 = f(\Delta I_н)$; по отказам модулей ДИО $U_4 = f(p)$. В зависимости от наличия в УУ того или иного канала в ДИО должны быть предусмотрены возможности различных видов соединений ПМ по входным и выходным цепям. Например, для стабилизации напряжения $U_н$ по его отклонению модули должны соединяться по входным цепям последовательно, а по выходным — параллельно (вид соединения ПС — ПР); для регулирования напряжения $U_н$ в широком диапазоне в ДИО должно осуществляться соединение ПМ параллельно по входным и последовательно по выходным цепям (ПР—ПС); для регулирования тока нагрузки или повышения надежности ПМ должны сое-

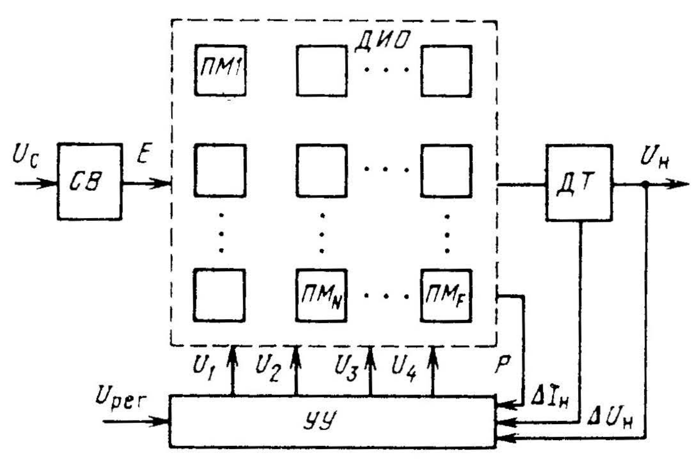


Рис. 1.3

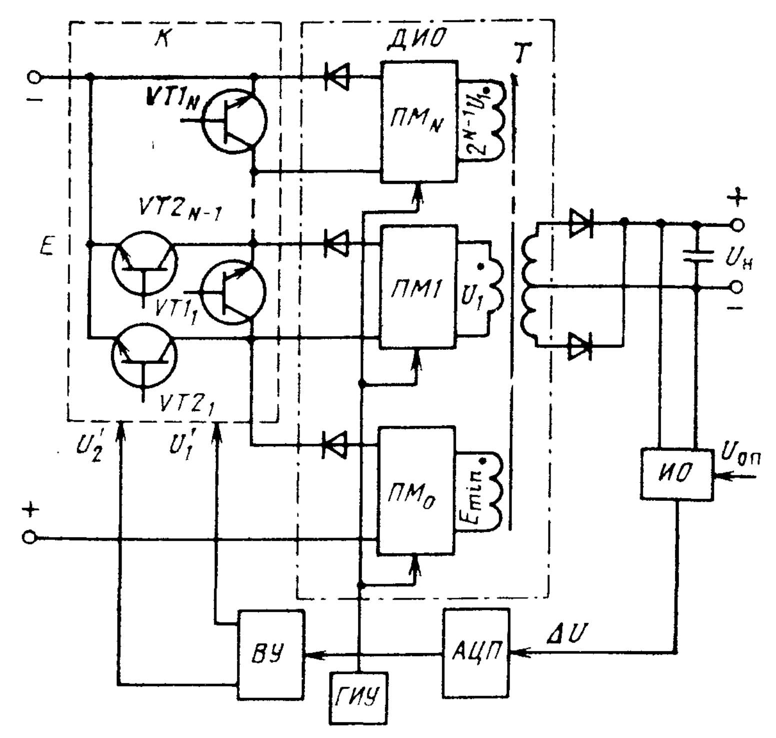


Рис. 1.4

диняться между собой по входным и выходным цепям параллельно (ПР — ПР).

Устройство управления (канал адаптации) ДИО по отклонению $\Delta U_н$ напряжения обеспечивает амплитудно-импульсное регулирование за счет последовательного соединения по входу с помощью ключей определенного числа ПМ с трансформаторным выходом на общий магнитопровод, как показано на рис. 1.4 [9]. Здесь *ДИО* состоит из основного инвертора $ПМ_0$, рассчитанного на нижний предел входного напряжения E_{min}, и регулируемой части, состоящей из N инверторов *ПМ1* — $ПМ_N$, напряжения на первичных обмотках которых составляют геометрическую прогрессию с основанием два (U_1, $2U_1$,...,$2^{N-1}U_1$), что позволяет значительно уменьшить число инверторов. Сигнал управления типа меандр поступает на все инверторы от генератора импульсов управления *ГИУ*. Необходимая комбинация работающих инверторов регулируемой части, соответствующая уровню отклонения $\Delta U_н$, осуществляется с помощью коммутатора *К*, состоящего из ключей $VT1_1$ — $VT1_N$, шунтирующих вход i-го инвертора, и ключей $VT2_0$ — $VT2_{N-1}$, исключающих прохождение тока первичной цепи по шунтирующим ключам отключенных инверторов. Состояние шунтирующих ключей определяется сигналом U_1', а исключающих — сигналом U_2', которые поступают с выходного устройства *ВУ*. Устройство управления коммутатором состоит из измерительного органа *ИО*, на вход которого подается напряжение $U_н$ и опорное $U_{оп}$, аналого-цифрового преобразователя *АЦП*, преобразующего сигнал рассогла-

сования ΔU в последовательный код, и выходного устройства, преобразующего последовательный код в параллельный и формирующий сигналы U_1', U_2'.

Введение в устройство коммутатора дает возможность получить любое сочетание последовательно соединенных по входу инверторов, т. е. необходимый коэффициент трансформации, который для нерегулируемого инвертора $ПМ_0$ будет равен $k_0 = U_н/E_{min}$, и для i-го инвертора регулируемой части значения $k_i = (U_н/E_{ном})\ \delta_к\ 2^{i-1}$, где $\delta_к = \Delta U_н/U_н$ — относительный интервал квантования, соответствующий напряжению U_1 младшего модуля и определяющий заданную точность $\Delta U_н$ стабилизации напряжения $U_н$.

Общее число модулей регулируемой части, обеспечивающих изменение напряжения в диапазоне $\delta_р = \Delta U_р/U_н$ с относительной точностью стабилизации $\delta_н = \Delta U_н/U_н$ при относительном отклонении напряжения сети $\delta_с = \Delta U_с/U_с$, определяется формулой

$$N = \log_2 \left[\frac{2\,(\delta_с + \delta_р)}{(1 - \delta_с - \delta_р)\ \delta_к} + 1 \right].$$

Максимальный ток $I_{ПМ}$ протекает через i-й инвертор только в том случае, когда этот инвертор соединен последовательно с основным инвертором:

$$I_{ПМ\,i} = P_н/\eta_{ТВУ}\,(E_{min} + U_i),$$

где U_i — напряжение i-го инвертора; $\eta_{ТВУ}$ — КПД трансформаторно-выпрямительного узла.

Данное устройство может быть также применено для создания напряжения $U_н$, регулируемого в широком диапазоне. В этом случае не-

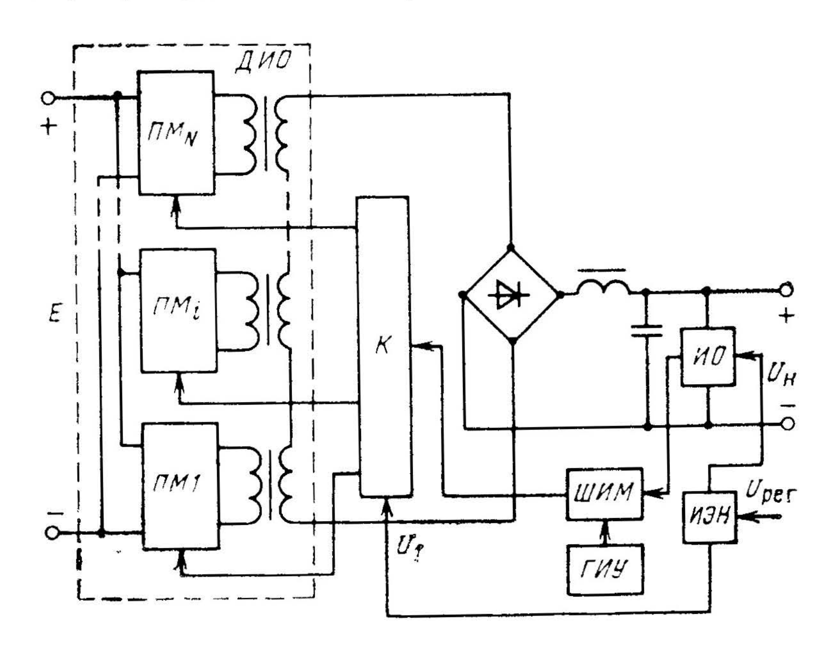


Рис. 1.5

обходимо исключить из схемы нерегулируемый инвертор $ПМ_0$. Дискретность изменения напряжения $U_н$ будет определяться напряжением U_1 младшего инвертора *ПМ1*.

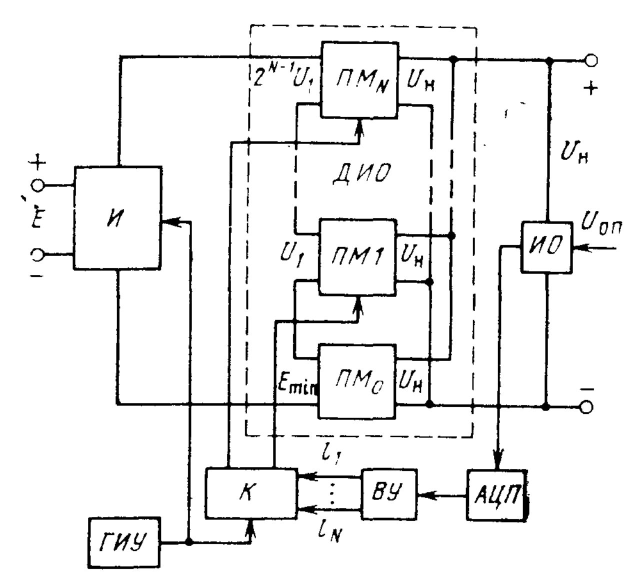


Рис. 1.6

На рис. 1.5 показано УУ *ДИО*, которое обеспечивает регулирование напряжения $U_н$ в широком диапазоне со стабилизацией его установленного уровня. Весь диапазон регулирования напряжения $U_н$ делится на поддиапазоны, в каждом из которых работает свой модуль. Регулирование и стабилизация внутри каждого поддиапазона осуществляются за счет применения широтно-импульсного регулирования. Это обеспечивает изменение коэффициента заполнения γ импульсов управления транзисторами инвертора в узком диапазоне ($\gamma \gg 0,5$), что позволяет получить напряжение $U_н$ высокого качества как по уровню пульсаций, так и по точности стабилизации $\Delta U_н$. В приведенной схеме *ДИО* состоит из N однотипных инверторов, работа которых обусловлена поступлением на их мощные транзисторы импульсов управления с коэффициентом заполнения γ через коммутатор *К* от широтно-импульсного модулятора *ШИМ*. Число работающих инверторов зависит от уровня напряжения U_1, определяемого источником эталонного напряжения *ИЭН* в зависимости от сигнала регулирования $U_{рег}$.

На рис. 1.6 показано устройство управления адаптивным ИВЭП, который состоит из нерегулируемого инвертора *И*, управляемого сигналами с *ГИУ*, и *ДИО*, выполненного на модулях типа ТВУ, имеющих одинаковое выходное напряжение $U_н$. Возможно также применение трансформаторов в качестве модулей, но в этом случае на выходе *ДИО* необходимо включить общий выпрямитель. В зависимости от уровня отклонения напряжения $\Delta U_н$ *АЦП* и *ВУ* определяют необходимое число l работающих модулей. Работа модуля обеспечивается высокочастотными ключами, сигнал на которые поступает от *ГИУ* через коммутатор *К*.

Канал адаптации *ДИО* по кратности изменения тока нагрузки может быть построен на основании измерения отклонения напряжения на нагрузке или измерения тока нагрузки с помощью датчика тока *ДТ* или на основании того и другого вместе. На рис. 1.7 приведено УУ *ДИО* с двумя каналами его адаптации. Канал адаптации по отклонению напряжения $\Delta U_н$, состоящий из *ИО* и *ШИМ*, вырабатывает сигнал управления транзисторами модулей с коэффициентом заполнения γ, соответствующим $\Delta U_н$. Канал адаптации по кратности изменения тока на-

грузки состоит из *ДТ*, *АЦП* и *ВУ*. Выходным сигналом *ВУ* является число l преобразовательных модулей, на которые должны поступать через коммутатор *К* сигналы управления с коэффициентом заполнения γ: $l = Ц\,[I_н\,(N/I_{н\,max})]$, где *Ц* [ ] — целая часть числа в квадратных скобках; $N = P_{нmax}/P_{ПМ} = I_{нmax}/I_{ПМ}$ — необходимое число модулей для перекрытия всего диапазона изменения тока нагрузки — от тока $I_{ПМ}$ одного модуля до максимального тока нагрузки $I_{нmax}$.

Одним из основных условий нормальной работы ДИО, выполненного на основе коммутации модулей вида ПР — ПР, является равномерное распределение тока нагрузки между работающими (включенными) модулями. Для более полного выполнения этого условия для адаптивных ИВЭП с бестрансформаторным входом, работающих при широком диапазоне изменения тока нагрузки $I_н$, целесообразно ввести в каждый модуль собственный регулятор тока, т. е. применить в качестве модуля автономный стабилизатор тока. На рис. 1.8 приведено УУ ДИО с возможностью его адаптации по кратности изменения тока нагрузки в широком диапазоне за счет изменения напряжения опорного источника $U_{оп}$ = var. Каждый модуль имеет регулятор тока релейного типа (измерительные резисторы R_1 — R_N и пороговые устройства *ПУ1* — $ПУ_N$). Уровень стабилизируемого тока каждого модуля определяется общим сигналом управления U_2, поступающим на один из входов *ПУ*. Поэтому токовая загрузка всех модулей получается одинаковой. Сигнал U_2 соответствует сигналу датчика тока, и его уровень ограничивается с помощью ограничителя *О* во время запуска устройства, так как ток нагрузки не успевает мгновенно вырасти до номинального значения и уровень напряжения U_1 на выходе *ИО* будет максимальным. Таким образом, исключается перегрузка модулей во время запуска. Ограничитель *О* выбирают с учетом, чтобы напряжение U_2 не превышало допустимого.

При отказе модуля происходит выгорание его предохранителя. При этом токовая загрузка работающих модулей увеличивается на значение,

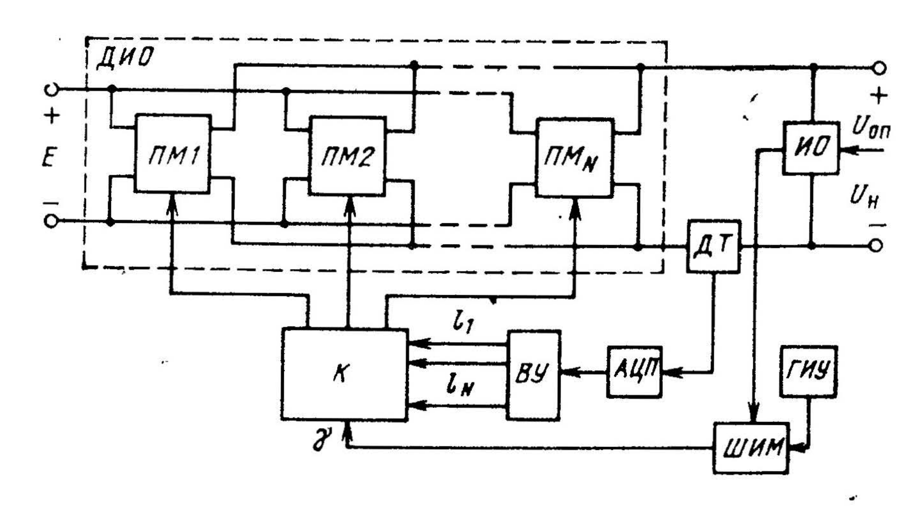


Рис. 1.7

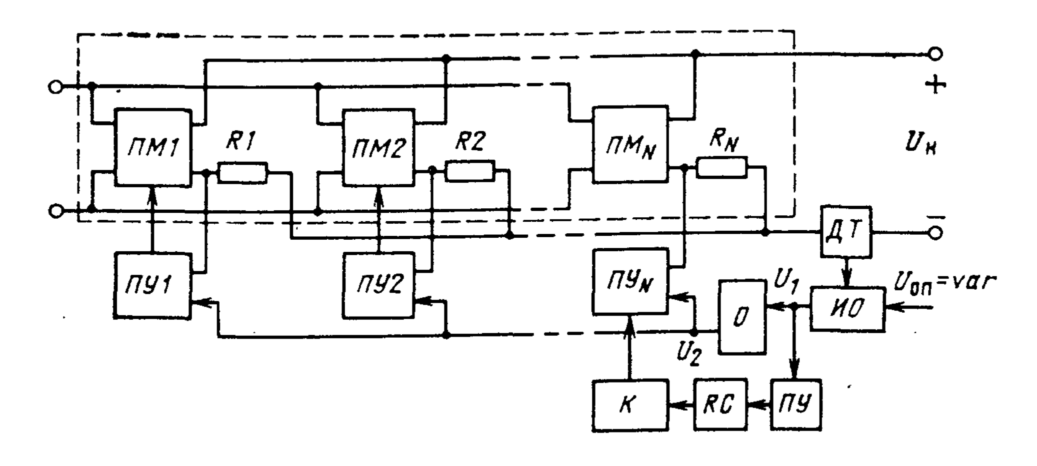


Рис. 1.8

равное $I_{ПМ}/N$ (N — 1), что при N = 5—10 составляет менее 10—20 % номинальной загрузки. Таким образом, при отказе модуля в устройстве исключается токовая перегрузка исправных модулей и ток нагрузки поддерживается на заданном уровне.

Для обеспечения постоянства КПД ДИО предусмотрено автоматическое отключение «лишних» модулей в случае уменьшения уровня стабилизации тока $I_н$, поскольку уменьшение напряжения $U_{оп}$ сопровождается снижением уровня сигналов U_1 и U_2, что приводит к снижению выходных токов всех модулей. Если сигнал U_1 достигает своего нижнего уровня, то срабатывает пороговое устройство *ПУ* и напряжение на его выходе становится отрицательным. Через время, определяемое временем задержки *RC*-цепочки, происходит переход компаратора *К* в состояние, при котором на $ПУ_N$ поступает закрывающее напряжение. Это приводит к отключению модуля $ПМ_N$ и, следовательно, к росту токовой загрузки включенных модулей, так как уровень сигнала U_1 увеличился, а также к переходу *ПУ* в свое нейтральное состояние. При этом компаратор *К* остается в новом состоянии, чем обеспечивается закрытое состояние модуля $ПМ_N$.

При дальнейшем уменьшении уровня стабилизации тока $I_н$ сигнал U_1 уменьшается до некоторого нового порогового значения, при котором произойдет срабатывание *ПУ*. В этом случае произойдет отключение (N — 1)-го модуля, если он, как и N-й модуль снабжен *RC*-цепочкой и компаратором. При увеличении уровня стабилизации тока $I_н$ наблюдается обратный процесс поочередного подключения модулей, находящихся в отключенном состоянии. Перевод «лишних» модулей в режим «холодного резерва» существенно повышает надежность ИВЭП.

Построение ДИО на основе коммутации модулей вида *ПР — ПР* позволяет, во-первых, получить максимальный КПД во всем диапазоне изменения тока нагрузки, поскольку каждый работающий модуль отдает в нагрузку свою номинальную мощность, и, во-вторых, повысить надежность ДИО за счет введения дополнительного числа *F* резервных модулей.

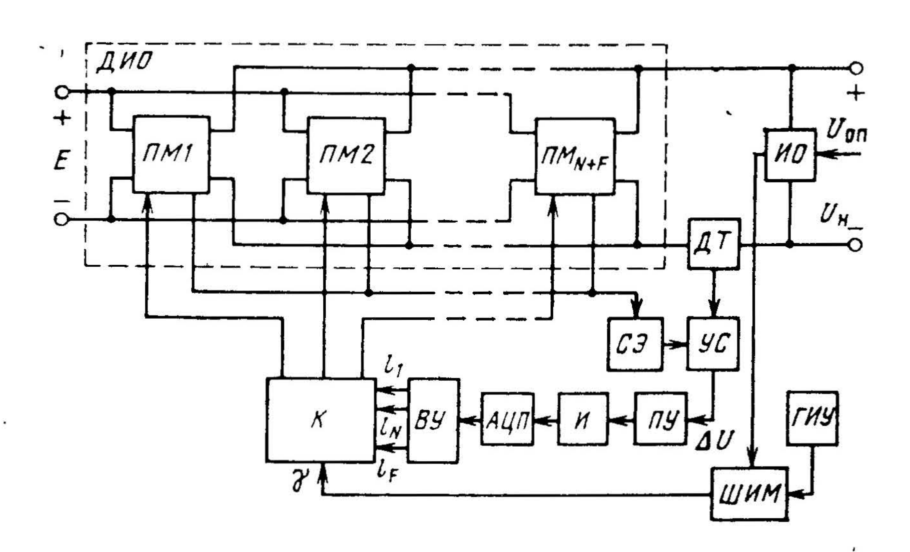


Рис. 1.9

Канал адаптации ДИО по надежности обеспечивает подачу сигнала управления на транзисторы резервных модулей при появлении неисправных модулей. Для этого каждый модуль должен иметь информационную точку, подача сигнала с которой соответствует исправному состоянию модуля, а отсутствие — неисправному. Причем сигнал канала адаптации ДИО по надежности должен сравниваться с сигналом канала адаптации ДИО по току нагрузки с тем, чтобы число работающих модулей было бы достаточным для обеспечения этого тока без перегрузки модулей.

На рис. 1.9 показано *УУ ДИО* с каналами его адаптации по состоянию *ПМ*, по значению тока нагрузки и отклонению напряжения $\Delta U_н$. Здесь *ДИО* содержит N основных и F резервных модулей. Сигналы, характеризующие состояние *ПМ*, подаются на суммирующий элемент *СЭ*. Общий сигнал с выхода *СЭ* определяет количество включенных и исправных модулей. Суммарный сигнал сравнивается в устройстве сравнения *УС* с сигналом *ДТ*, пропорциональным току нагрузки. Если он меньше этого сигнала, то появляется разностный сигнал ΔU, свидетельствующий о недостаточном числе включенных исправных модулей. Сигнал ΔU обеспечивает срабатывание порогового устройства, на его выходе возникает положительное напряжение, которое приводит к увеличению напряжения на выходе интегратора *И*, и *АЦП* вырабатывает разрешающий сигнал на дополнительное включение модулей. Включение исправного модуля сопровождается дискретным увеличением выходного напряжения *СЭ*, и, следовательно, уменьшением сигнала ΔU. Поэтому если он становится меньше порога срабатывания *ПУ*, то напряжение на выходе *И* остается постоянным по уровню, что обеспечивает постоянное число включенных исправных модулей.

При уменьшении тока нагрузки сигнал ΔU становится отрицательным, *ПУ* срабатывает в другую сторону, что приводит к уменьшению

числа l включенных *ПМ*. Пороговое устройство необходимо для обеспечения устойчивой работы канала адаптации по току нагрузки. Постоянная времени заряда интегратора может быть выбрана небольшой (несколько микросекунд), поэтому подключение модулей при бросках тока нагрузки происходит практически мгновенно, что исключает перегрузку ранее включенных модулей.

В данном УУ невключенные основные и резервные модули находятся в «холодном резерве» и не потребляют мощности по цепи управления, что значительно повышает надежность схемы и ее КПД. Устройства управления ДИО строятся на принципах цифровой вычислительной техники.

1.4. ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА ИСТОЧНИКОВ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Удельные показатели по массе, объему и стоимости ИВЭП с бестрансформаторным входом в значительной степени определяются характеристиками применяемых в них элементов: конденсаторов сглаживающих фильтров, диодов устройств выпрямления, транзисторов, инверторов и импульсных стабилизаторов напряжения, трансформаторов и дросселей. От состояния элементной базы ИВЭП во многом зависит его схемное решение.

На рис. 1.10 показана обобщенная функциональная схема ИВЭП с бестрансформаторным входом, рассчитанного на выходную мощность 10—300 Вт исходя из комплектации ее элементами с указанием примерного объема, занимаемого функциональным узлом в общем объеме ИВЭП. На схеме обозначено: СФ — помехоподавляющий сетевой фильтр; *ВН* — выпрямитель низкочастотный; *ФН* — сглаживающий фильтр низкочастотный; *И* — инвертор; *УУ* — устройство управления; *Т* — трансформатор высокочастотный; *ВВ* — выпрямитель высокочастотный; *ФВ* — фильтр высокочастотный.

На рис. 1.11, *а* — *е* приведены зависимости массы узлов от тока нагрузки для выходных напряжений ИВЭП 5, 12, 27 В (кривые *1*, *2*, *3*) для выпрямителей низкочастотного (*а*) и высокочастотного (*б*), фильтров низкочастотного (*в*) и высокочастотного (*г*), регулируемого инвертора (масса транзисторов типа 2Т809А и радиатора), выполненного по мостовой схеме и работающего на частоте 20 кГц (*д*), трансформатора (*е*), работающего на такой же частоте.

В зависимости от пропускаемого спектра частот помехоподавляющие фильтры *СФ* делятся на низкочастотные, высокочастотные, полосовые и режекторные. Например, в источниках электропитания устройств вычислительной техники применяют широкополосные фильтры низких часот. Если диапазон частот узкий и требуется большое затухание электромагнитных помех, применяют режекторные фильтры. В [1, 10] приведены типы фильтров и конденсаторов для подавления радиопомех и их основные параметры.

Выпрямительные диоды для низкочастотных устройств выпрямления характеризуются следующими основными параметрами: постоянным обратным напряжением $U_{обр}$, средним прямым током $I_{пр}$, импульсным прямым током $I_{и.пр}$, по зна-

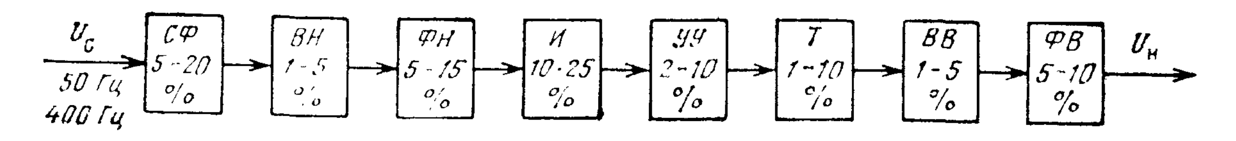


Рис. 1.10

чению которого обеспечивается режим заряда конденсатора фильтра, а также массой и объемом (типом корпуса). Расчеты показывают, что масса $G_{вн}$ диодов выпрямителя, подключаемого к однофазной сети 220, 115 В (50, 400 Гц), для выходных напряжений источника 5, 12, 27 В и диапазона изменения тока нагрузки 5—50 А составляет 50 г (кривая *1* на рис. 1.11, *а*), а при подключении выпрямителя к трехфазной сети при тех же условиях составит 80 г (кривая *2*). При подключении выпрямителя к сети 115 В, 400 Гц и напряжении на выходе источника 27 В его масса начинает резко увеличиваться, начиная с тока нагрузки $I_н$ = 20 А (кривая *3*), что обусловлено необходимостью параллельного включения диодов.

Высокочастотные выходные выпрямители в зависимости от уровня напряжения на нагрузке можно разделить на низковольтные (2—30 В) и высоковольтные

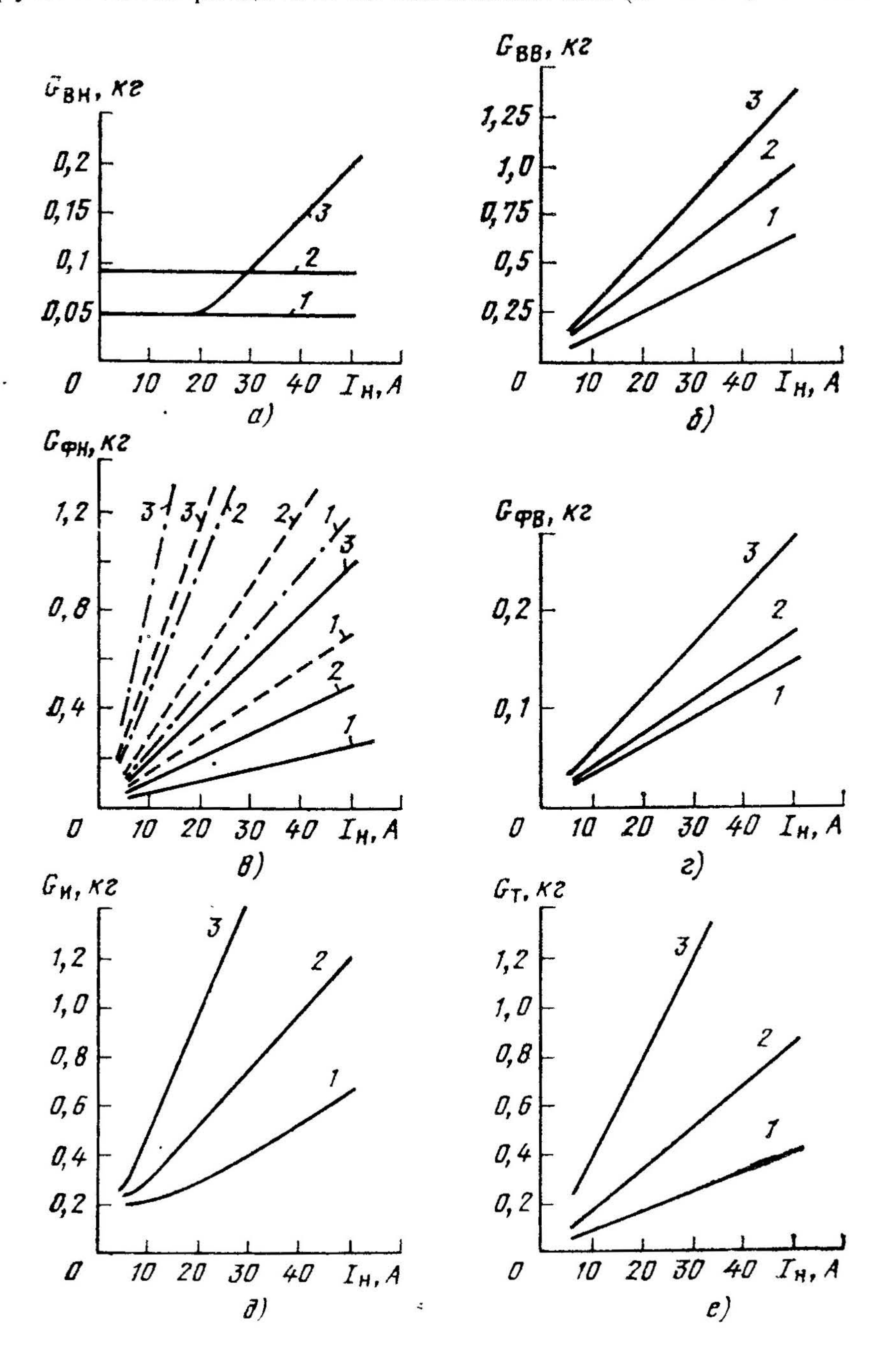


Рис. 1.11

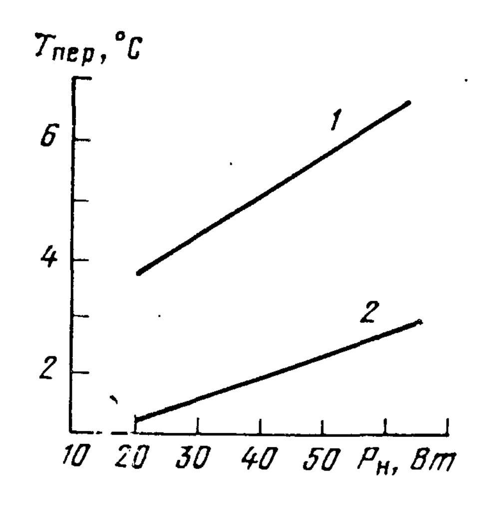


Рис. 1.12

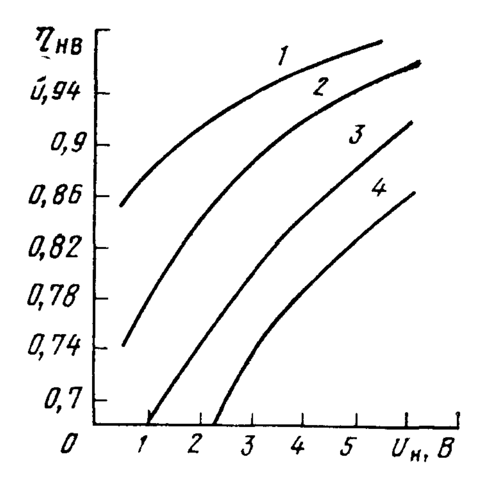


Рис. 1.13

(30—500 В), что определяет применение соответствующих диодов. Для мощных низковольтных высокочастотных диодов важным параметром служит время восстановления обратного сопротивления диода $t_{в.ос}$, которое определяет длительность режима «сквозных» токов в схеме выпрямления. Это увеличивает коммутационные потери не только в диодах выпрямителя, но и в транзисторах инвертора. При этом элементы источника оказываются в режиме короткого замыкания, что создает условия для коммутационных выбросов на фронтах переключения, ведущих к отказу источника. Время $t_{в.ос}$ должно быть в 3—4 раза меньше времени выключения транзистора и соответствовать для современных высокочастотных выпрямительных диодов $t_{в.ос}$ = 0,3—0,5 мкс.

Влияние времени $t_{в.ос}$ диода на рост потерь в транзисторах инвертора иллюстрируется зависимостью температуры перегрева корпуса $T_{пер}$ °С транзистора от выходной мощности $P_н$ инвертора и имеет вид, показанный на рис. 1.12, где кривая *1* соответствует использованию в выпрямителе диодов типа 2Д213, а кривая *2* — диодов с барьером Шотки [11]. Коммутационные потери диода, а следовательно, КПД устройства выпрямления и объем радиатора существенно зависят от частоты выпрямленного напряжения. Например, при частоте 1—40 кГц КПД выпрямителя равно 0,81—0,78, а при частоте 100 кГц снижается до 0,75. Причем если выпрямитель, работающий на частоте 1 кГц с выходным напряжением 5 В и током нагрузки 20 А без принудительной вентиляции, имеет теплоотводящий радиатор объемом в 0,06 дм^3, то на частоте свыше 5 кГц при тех же условиях радиатор будет иметь объем в 0,64 дм^3, т. е. увеличится в 10 раз.

Вторым важным параметром диода низковольтных выпрямителей является прямое падение напряжения $U_{пр}$, от значения которого зависит КПД выпрямителя. На рис. 1.13 показана зависимость КПД ($\eta_{НВ}$) низковольтных выпрямителей от выходного напряжения ИВЭП при различных значениях $U_{пр}$: кривая *1* соответствует $U_{пр}$ = 0,2 В; кривая *2* $U_{пр}$ = 0,4 В; кривая *3* $U_{пр}$ = 0,8 В; кривая *4* $U_{пр}$ = 1 В [7].

Сравнительно меньшее значение $U_{пр}$ получается у диодов со структурой металл — полупроводник (диоды с барьером Шотки). У данного типа диодов $U_{пр}$ составляет 0,4—0,6 В при токах 100 А, а время восстановления не более 0,1 мкс. Недостатками диода являются большой обратный ток (74 мА для диода 2Д219) и малое допустимое обратное напряжение (20—40 В), что приводит к низкому коэффициенту запаса диодов по обратному напряжению, а значит, снижает надежность источника. В [12] показано, что КПД низковольтных выпрямителей на диодах с барьером Шотки имеет максимум при $U_{обр} \approx$ 50 В и применение их в выпрямителях с большим $U_{обр}$ практически не дает преимущества по КПД по срав-

нению с обычными высокочастотными диодами. Характерным для диодов данного типа является независимость КПД выпрямителя от частоты выпрямленного напряжения. Наиболее эффективно применение диодов данного типа при напряжениях $U_н \leqslant 5$ В (КПД выпрямителей повышается на 15—25% для $U_н = 2$ В и на 6—13 % для $U_н = 5$ В). В ряде случаев для $U_н = 10$—18 В рациональным оказывается использование мостового выпрямителя на диодах с барьером Шотки.

Параллельное включение высокочастотных диодов требует включения последовательно с каждым диодом выравнивающего резистора или индуктивности, что ведет к ухудшению частотных свойств диодов и к снижению КПД выпрямителя.

В качестве сглаживающего фильтра для СВ могут использоваться электролитические конденсаторы, основные параметры которых приведены в [10].

Параметры конденсаторов для фильтров в значительной степени зависят от рабочей частоты и температуры окружающей среды. Например, конденсатор типа К50-29 имеет номинальную емкость 22 мкФ и при работе на частоте 100 Гц при температуре + 20°С его емкость уменьшается незначительно (21 мкФ), но уже при частоте 800 Гц она будее составлять 5 мкФ. Если же температура уменьшится до —50° С, то емкость будет соответственно 12 мкФ на частоте 100 Гц и 0,5 мкФ на частоте 800 Гц.

При расчетах может быть использована аналитическая зависимость, обеспечивающая хорошее приближение в области рабочих частот [4]:

$$C = 0{,}77 C_{ном} \left(\sqrt{f \cdot 10^{-3}}\right)^{-1},$$

где $C_{ном}$ — номинальная емкость конденсатора.

Масса $G_{ФН}$ емкостного низковольтного фильтра (ФН) зависит от напряжения и частоты сети (рис. 1.11, *в*): напряжение 220 В, частота 50 Гц (сплошная линия); напряжение 200 В, частота 400 Гц (штриховая линия); напряжение 115 В, частота 400 Гц (штрихпунктирная линия). Для конденсаторов высокочастотного фильтра (ФВ) эффективная емкость, например, конденсаторов типа К52-1 н частоте переменной составляющей 100 кГц составляет не более 5 %, а для кондена саторов типа К50-6 на частоте 50 кГц — не более 2 % от номинальной емкости. В табл. 1.2 даны емкости конденсаторов типа К52-1 на частоте 40 кГц. при температурах — 50 и +20° С.

Таблица 1.2

Номинальная емкость, мкФ	Номинальное напряжение, В	Емкость на частоте 40 кГц при температуре, °С		Максимальная амплитуда пульсаций, В
		—50	+20	
680	63	7,1	300	0,018
220	30	2,9	150	0,033
470	16	4,9	250	0,024

В качестве ключей в импульсных стабилизаторах напряжения и в инверторах для ИВЭП с бестрансформаторным входом находят применение мощные транзисторы, типы и основные параметры которых приведены в [13]. Оптимальный режим эксплуатации мощного транзистора гарантируется током базы, достаточным для перевода транзистора из состояния отсечки в состояние насыщения с малыми динамическими потерями. Если базовый ток недостаточен для насыщения транзистора, то это приводит к его работе в активной области и, следовательно, к большим потерям мощности. Если открывающий ток базы значительно больше тока, достаточного для насыщения транзистора, то при его закрытии нам-

ного увеличивается время выключения, что приводит к увеличению потерь и возможности появления сквозных токов и несимметричных режимов в двухтактных конверторах.

Для высоковольтных мощных транзисторов, работающих в режиме ключа, большое значение имеют их частотные свойства. В качестве примера на рис. 1.14 показаны зависимости мощности рассеяния ΔP_{VT} транзистора типа 2Т704, работающего в инверторе от выходной мощности $P_{н}$ при частотах 4, 7, 13, 20 кГц, которым соответствуют кривые *1*, *2*, *3*, *4* [11]. Из рис. 1.14 видно, что при выходной мощности инвертора 60 Вт повышение частоты от 4 до 20 кГц приводит к увеличению потерь в транзисторе инвертора на 7 Вт, что соответствует снижению КПД инвертора на 20%.

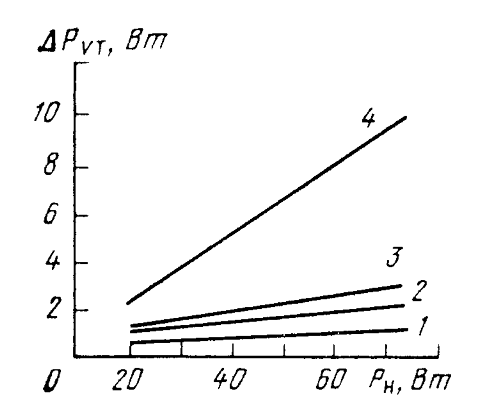


Рис. 1.14

Правильный выбор типа транзистора и режима его работы при значительных коммутируемых мощностях определяет, как правило, основные показатели ИВЭП, такие как надежность, КПД, объем и массу.

Трансформаторы и дроссели во многом определяют массу и объем импульсных стабилизаторов напряжения и инверторов. К трансформаторам инверторов, работающих на частотах до 50 кГц, предъявляют жесткие требования по обеспечению ЭМС, по индуктивности рассеяния обмоток при условии обеспечения хорошего потокосцепления, а также по конструкции с высокой прочностью изоляции. Эти требования прежде всего обусловлены прямоугольностью формы напряжения частотой до 50 кГц, а также большой амплитудой импульсов в каждом полупериоде напряжения с фронтами менее 1 мкс. Расчеты показывают [11], что масса и объем трансформаторов для инверторов уменьшаются примерно в 2 раза в диапазоне 1—5 кГц. Такой же эффект достигается повышением частоты от 5 до 20 кГц, а при дальнейшем увеличении частоты работы инвертора массообъемный показатель изменяется незначительно.

В качестве материала магнитопровода трансформаторов и дросселей оправдано применение пермаллоя на частотах преобразования 10—12 кГц, а при более высоких частотах — магнитомягкого феррита марки М2000НМ, обладающего высокостабильной относительно температуры индукцией насыщения при малых потерях на частоте преобразования, МО-пермаллоя марок МП140, МП160, МП250 и альсифера марки ТЧ-90, ВЧ-32 [14]. Недостатком пермаллоя является зависимость его параметров от механических воздействий; другим маркам материала свойственна хрупкость, что вызывает определенные сложности при изготовлении крупногабаритных трансформаторов и дросселей для преобразования больших мощностей.

В настоящее время в трансформаторах и дросселях инверторов находят применение кольцевые (терроидальные) магнитопроводы из феррита, пресс-пермаллоя и альсифера, а также ферритовые Ш-образные и броневые типа Б магнитопроводы. При выполнении трансформаторов и дросселей на кольцевых магнитопроводах обеспечивается наибольшая магнитная проницаемость, уменьшаются помехи и улучшается ЭМС, так как магнитное поле заключено в пространстве, ограниченном обмоткой. При одинаковых ампер-витках индукция в кольцевых магнитопроводах больше, чем в броневых, что позволяет уменьшить массу и размеры трансформатора.

В трансформаторах и дросселях на кольцевом магнитопроводе создаются хорошие условия охлаждения обмоток, поскольку витки распределены по кольцу. Однако кольцевая конструкция магнитопровода не позволяет вводить воздушный зазор, необходимый в некоторых случаях для исключения постоянной

составляющей. Кроме того, стоимость намотки кольцевого магнитопровода значительно выше стоимости намотки других видов магнитопроводов.

В табл. 1.3 приведены типоразмеры (внешний и внутренний диаметр и высота) кольцевых магнитопроводов из феррита марки М2000НМ1 и мощность, которую может передать трансформатор, выполненный на магнитопроводе стандартного ряда и работающий на частоте 20 кГц при коэффициенте теплоотдачи, равном 0,05 Вт/см² [4].

Таблица 1.3

Типоразмер магнитопровода, мм	$P_т$, Вт	Типоразмер магнитопровода, мм	$P_т$, Вт
К4×2,5×1,2	0,17	К20×10×5	60,6
К5×3×1,5	0,5	К20×12×6	72,6
К7×4×1,5	1,4	К28×16×9	232
К7×4×2	1,8	К31×18,5×7	251
К10×6×2	4,78	К32×16×8	284
К10×6×3	6,75	К32×16×12	366
К10×6×4,5	9,4	К32×20×6	241
К12×5×5,5	16	К32×20×9	329
К12×8×3	10,6	К38×24×7	421
К16×8×6	39,4	К40×25×11	668
К16×10×4,5	32,2	К45×28×8	727
К17,5×8,2×5	41,9	К45×28×12	951

В трансформаторах находят широкое применение Ш-образные ферритовые магнитопроводы, наиболее технологичные для процесса намотки обмоток и характеризующиеся высоким коэффициентом их заполнения. Для того чтобы снизить влияние подмагничивающего поля, в магнитную цепь вводят зазор, который образуется за счет уменьшения высоты среднего стержня одной из двух деталей магнитопровода. Введение в магнитную цепь зазора приводит к уменьшению проницаемости, но при этом трансформатор может работать в более широком диапазоне частот.

Броневой ферритовый магнитопровод типа Б собирают из двух одинаковых частей (чашек), между которыми находится пластмассовый каркас с обмотками. Так как каркас с обмотками закрыт магнитопроводом, то автоматически обеспечивается экранирование, благодаря чему поток рассеяния вне обмотки весьма мал, чем и достигается высокая степень магнитной совместимости элементов схемы. Броневая форма дает возможность располагать экран (если он все же требуется) непосредственно на магнитопроводе без заметного увеличения потерь. Кроме того, броневой магнитопровод создает механическую защиту обмоток и обеспечивает технологичность их намотки. Недостатком магнитопровода броневого типа является ухудшение условий охлаждения обмоток.

Габаритная мощность дросселя $P_{L\,габ}$ зависит от геометрических размеров магнитопровода, частоты $f_п$, максимальной магнитной индукции B_m, режима работы дросселя и условий его охлаждения. Она определяется как произведение магнитной энергии, накопленной в дросселе, на рабочую частоту: $P_{L\,габ} = 0{,}5\, LI^2_{L\,max} f_п$, где L — индуктивность дросселя; $I_{L\,max}$ — максимальный ток дросселя.

В качестве дросселей для ИВЭП с бестрансформаторным входом можно использовать выпускаемые промышленностью малогабаритные дроссели типа Д, работающие на частотах до 50 кГц с уменьшением индуктивности на 30 % по сравнению с индуктивностью, указанной в технических условиях.

Глава II.

СИЛОВЫЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УЗЛЫ ИСТОЧНИКОВ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ С БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫМ ВХОДОМ

2.1. СЕТЕВЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

Основное функциональное назначение СВ для ИВЭП с бестрансформаторным входом, во-первых, преобразование переменного тока в постоянный с помощью выпрямителя (В) и, во-вторых, сглаживание пульсаций выпрямленного напряжения с помощью низкочастотного фильтра (*НФ*). Кроме того, в СВ входят сетевые фильтры (*СФ*) для защиты ИВЭП от коммутационных помех, устройства плавного включения (*УПВ*) источника для предотвращения опасных бросков тока заряда конденсаторов при включении ИВЭП, накопители энергии (*НЭ*) для компенсации кратковременных провалов напряжения сети, устройства защиты, коммутации и сигнализации (*УЗКС*). На рис. 2.1 приведена полная функциональная схема СВ, включающая все перечисленные устройства. Отметим, что в некоторых случаях отдельные устройства могут отсутствовать, а иногда функции различных устройств совмещаются в одном устройстве.

Требования к допустимому уровню пульсаций выпрямленного напряжения СВ, предъявляемые со стороны стабилизаторов и конверторов, не являются жесткими, поэтому они лимитируются лишь амплитудой переменной составляющей напряжения, допустимой для выбранного типа накопительного конденсатора.

В ИВЭП, построенных по классической схеме (трансформатор — выпрямитель — фильтр), сопротивления обмоток трансформатора определяют внутреннее сопротивление выпрямителя. В СВ для ИВЭП с бестрансформаторным входом сетевой трансформатор отсутствует, поэтому внутреннее сопротивление выпрямителя невелико. Наличие в схеме СВ конденсатора при малом внутреннем сопротивлении выпрямителя вызывает в момент включения источника резкий бросок тока заряда конденсатора, протекающего через выпрямительные диоды, что может привести к их пробою. Эта особенность должна учитываться как при выборе типа схемы выпрямления, так и при расчете и выборе ее элементов, а также при расчете сглаживающего фильтра и устройств защиты.

В зависимости от числа фаз питающей сети схема выпрямления в СВ может быть трехфазной мостовой (рис. 2.2, *а*), трехфазной со средней точкой (рис. 2.2, *б*) и однофазной мостовой (рис. 2.2, *в*). В трехфазной мостовой схеме выпрямления без сглаживающего

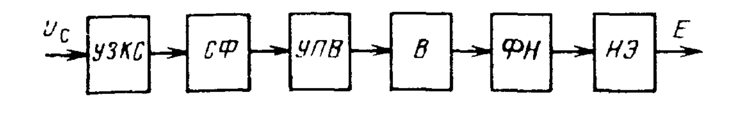


Рис. 2.1

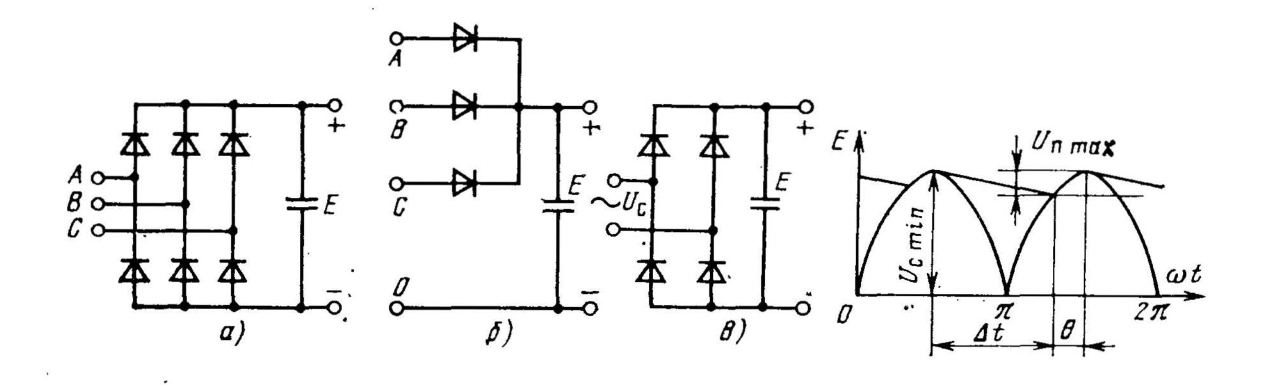


Рис. 2.2

Рис. 2.3

конденсатора при резистивной нагрузке максимальное значение (размах пульсаций) переменной составляющей $U_{п\,max}$ составляет 11,4 % от среднего значения выпрямленного напряжения E, что допустимо для нормальной работы стабилизатора или конвертора. Поэтому емкость конденсатора в такой схеме рассчитывается только исходя из требования накопления энергии, обусловленного провалами напряжения сети, или необходимости обеспечения нормальной работы инверторов в режиме рекуперации энергии.

В первом случае независимо от схемы выпрямления (без учета падения напряжения на диодах) емкость в микрофарадах накопительного конденсатора определяется согласно выражению

$$C = 2P_н\, t_{пр} \cdot 10^6/\eta U_{c\,m\,min}\,(1 - k_{пр}^2), \qquad (2.1)$$

где $P_н$ — выходная мощность ИВЭП; $t_{пр}$ — время провала напряжения сети; η — суммарный КПД следующих за СВ устройств преобразования, выпрямления и сглаживания напряжения; $U_{c\,m\,min} = 0{,}85\sqrt{2}\,U_c$ — минимальное амплитудное значение напряжения сети U_c; $k_{пр} = (U_{c\,m\,min} - U_{пр})/U_{c\,m\,min}$ — коэффициент, характеризующий допустимый провал напряжения $U_{пр}$.

Во втором случае при работе СВ на конвертор емкость накопительного конденсатора рассчитывается исходя из допустимого повышения напряжения на конденсаторе $U_{пв}$ за счет реактивного характера нагрузки конвертора:

$$C = P_н \cdot 10^6\,(1 - \cos\varphi)/8\eta E_{max}^2\, k'\, k_п\, f_c; \qquad (2.2)$$

где E_{max} — максимальное выпрямленное напряжение; $k_п$ — коэффициент передачи по напряжению следующих за СВ устройств; $\cos\varphi$ — — коэффициент мощности нагрузки конвертора; $k' = (E_{max} + U_{пв})/ /E_{max}$ — коэффициент, характеризующий допустимое повышение напряжения на конденсаторе; f_c — частота напряжения сети.

Однофазный мостовой выпрямитель характеризуется значительным размахом пульсаций выпрямленного напряжения, что требует применения сглаживающего конденсатора. На рис. 2.3 представлена форма вы-

прямленного напряжения выпрямителя, из которой видно, что в течение времени $\Delta t = (\pi - \theta)/2\pi f_c$ конденсатор отдает в нагрузку энергию $P_{СВ}\Delta t$, полученную за время θ, где $П_{СВ}$ — мощность СВ.

Для интервала времени Δt справедливо выражение $CU^2_{c\,m\,min}/2 - C(U_{c\,m\,min} - U_{п\,max})^2/2 = P_{СВ}\,\Delta t$, из которого емкость конденсатора (в микрофарадах)

$$C = P_н(\pi - \arccos k_1)\,10^6/\pi\eta U^2_{c\,m\,min} f_c(1 - k_1^2), \qquad (2.3)$$

где $k_1 = (U_{c\,m\,min} - U_{п\,max})/U_{c\,m\,min}$ — коэффициент, характеризующий максимально допустимый размах пульсаций выпрямленного напряжения $U_{п\,max}$; $\theta = \arccos k_1$ — угол отсечки выпрямителя.

В тех случаях когда первичная сеть имеет нейтральный провод, используется трехфазная схема выпрямления со средней точкой, для которой также характерен достаточно большой размах пульсаций. При определении емкости конденсатора необходимо в (2.3) вместо π подставить $3/2\,\pi$. Приняв $U_{п\,max} = 0{,}1\,U_{c\,min}$, можно получить упрощенное выражение для определения емкости конденсатора при напряжении сети 220 $В^{+10}_{-15}$ % и частоте 50 Гц для мостовой однофазной схемы выпрямления $C = 1{,}3\,P_н/\eta$ [мкФ] и для схемы трехфазного выпрямителя со средней точкой $C = 2\,P_н/\eta$ [мкФ].

Необходимость создания универсальных СВ для различных уровней сетевого напряжения воплощена в схеме однофазного комбинированного выпрямителя (рис. 2.4, *а*). Если используется однофазная сеть напряжением 220 В, то выпрямитель подключается к сети выводами *1*, *2*, а если сеть напряжением 127 В — то выводами *1*, *3*; при этом уровень напряжения на выходе СВ остается одинаковым, так как во втором случае получается схема с удвоением напряжения. Конденсаторы *С1*, *С2* могут являться элементами конвертора, выполненного по полумостовой схеме, как показано на рис. 2.4, *б*. Для выравнивания напряжений на конденсаторах они шунтируются прецизионными резисторами *R1*, *R2*, например типа С5-5, которые к тому же обеспечивают разрядку конденсаторов фильтра при выключении ИВЭП.

Включение ИВЭП с бестрансформаторным входом в большинстве случаев осуществляют поэтапно. Сначала подключают к напряжению сети СВ и УУ при неработающих силовых ключах импульсного стабилизатора или конвертора. Затем, когда напряжение на конденсаторе фильтра достигнет номинального значения E, подают сигнал управления на силовые ключи. Таким образом, прежде всего необходимо рассмотреть процесс вклю-

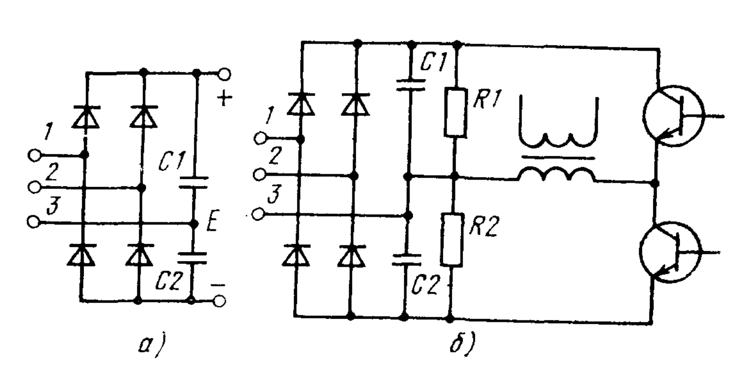
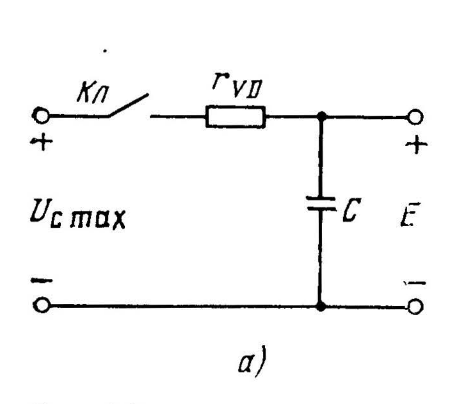


Рис. 2.4



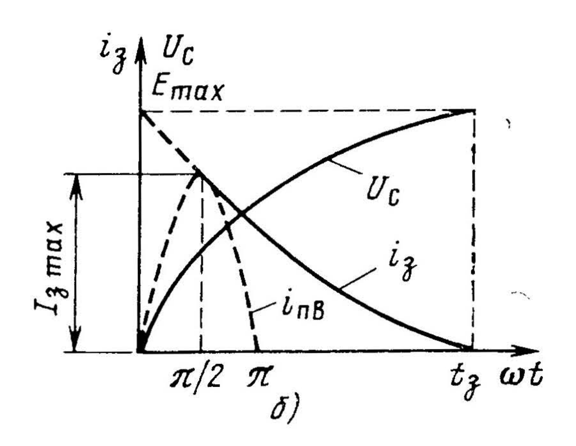


Рис. 2.5

чения СВ, имеющего на выходе сглаживающий конденсатор, напряжение на выводах которого в момент включения равно нулю.

На рис. 2.5, *а* показана цепь заряда конденсатора при замыкании ключа *Кл*. Резистор r_{VD} соответствует статическому сопротивлению диодов схемы выпрямления в прямом направлении: $r_{VD} \approx \approx 1{,}2\ U_{пр}/I_{пр}$, где $I_{пр}$ — средний выпрямленный ток диода; $U_{пр}$ — падение напряжения на диоде в прямом направлении.

В цепи заряда конденсатора протекает пульсирующий ток выпрямителя $i_{пв}$ (рис. 2.5, *б*). Этот ток может быть представлен в виде постоянной и ряда гармонических составляющих, которые практически не оказывают влияния на переходный процесс при включении СВ. Поэтому ограничимся учетом только среднего значения пульсирующего тока и рассмотрим переходный процесс при подключении емкостного фильтра к источнику постоянного тока с максимальным значением напряжения E_{max}, соответствующим амплитудному значению напряжения сети при максимальном его уровне $E_{max} = U_{c\,m\,max} = 1{,}1\sqrt{2}\,U_c$.

Напряжение на конденсаторе (рис. 2.5, *б*) увеличивается согласно выражению

$$U_C = U_{c\,m\,max}\left(1 - e^{-t/r_{VD}C}\right) \qquad (2.4)$$

и за время заряда $t_з = r_{VD}C$ достигнет уровня $E_{max} = U_{c\,m\,max} - U_{VD} \approx U_{c\,m\,max}$, где U_{VD} — прямое падение напряжения на диоде.

Ток заряда конденсатора описывается выражением

$$i_з = \frac{U_{c\,m\,max}}{r_{VD}}\, e^{-t/r_{VD}C} \qquad (2.5)$$

и при $\omega t = \pi/2$ (рис. 2.5, *б*) достигнет максимального значения

$$I_{з\,max} = U_{c\,m\,max}/r_{VD}, \qquad (2.6)$$

превышающего в сотни раз допустимый прямой ток диода.

Для уменьшения тока $I_{з\,max}$ до допустимого уровня тока перегрузки диода $I_{пер}$ в цепь заряда включают токоограничительный резистор R_0, сопротивление которого определяют без учета сопротивления r_{VD} из соотношения $R_0 = U_{cm\,max}/I_{пер}$. Заметим, однако, что введение токоограничивающего резистора R_0 резко снижает КПД СВ.

В табл. 2.1 приведены справочные данные диодов, наиболее широко применяемых в СВ, и расчетные значения их статического сопротивления r_{VD}, токоограничительного резистора R_0 с учетом перегрузочной способности диодов, а также расчетные значения КПД ($\eta_В$) для трех схем выпрямления (рис. 2.2, *а* — *в*) при напряжении сети 220 В + + 10 % и 380 В + 10 %. Из таблицы видно, что включение в схему СВ токоограничительного резистора R_0 снижает КПД выпрямителя до 0,4 — 0 8 и поэтому не позволяет применять его в источниках средней и большой мощностей. Вводить резистор R_0 в ИВЭП с бестрансформаторным входом целесообразно лишь при выходной мощности до 50 Вт.

Таблица 2.1

Тип диода	$U_{обр}$, кВ	$I_{пр}$, А	$I_{и.пр}$, А	r_{VD}, Ом	220 В +10 %			380 В +10 %	
					R_0, Ом	Схема на рис. 2.2, *в*	Схема на рис. 2.2, *а*	Схема на рис. 2.2, *а*	
						$\eta_В$	$\eta_В$	R_0, Ом	$\eta_В$
КТ105	0,4; 0,8	0,3	15	4	15	0,96	0,94	33,2	0,94
КД209	0,4; 0,8	0,7	6	1,7	56,3	0,76	0,6	101	0,65
2Д215	0,4; 0,6	1	10	1,2	31,8	0,79	0,7	—	—
КЦ402	0,4; 0,6	1	15	3,75	16	0,84	—	—	—
2Д220	0,4; 1	3	60	0,4	4,9	0,89	0,85	9,5	0,85
2Д202	0,4; 0,6	5	30	0,24	10,9	0,66	0,49	—	—
2Д203	0,6; 1	10	50	0,12	6,6	0,59	0,4	12,1	0,4
2Д210	0,8; 1	10	50	0,12	6,6	0,59	0,4	12,1	0,4

Одним из путей повышения КПД СВ до уровня 0,97—0,98 является шунтирование резистора R_0 с помощью контактора, тиристора или транзистора, когда напряжение на конденсаторе достигнет номинального значения *E*. Применение контактора снижает надежность устройства из-за наличия механических контактов. Недостатком тиристорного ключа является вероятность его самоотпирания из-за большой скорости нарастания напряжения анод — катод тиристора при включении напряжения сети. В этих условиях применения транзисторов предпочтительнее, однако они выдерживают меньшие перегрузки.

На рис. 2.6 показана схема устройства плавного включения, выполненного на тиристоре. В исходном состоянии шунтирующий тиристор *VS* выключен и при замыкании ключа *Кл* происходит заряд конденсатора *C1* через токоограничительный резистор R_0. Когда напряжение на конденсаторе *C1* достигнет номинального уровня *E*, с устройства

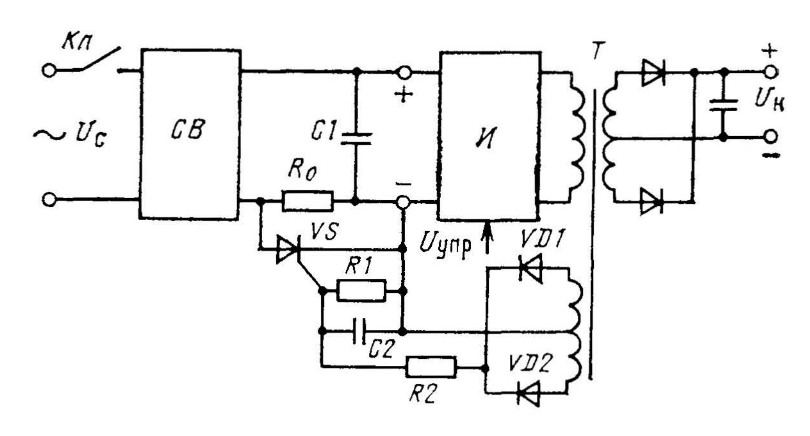


Рис. 2.6

управления подается сигнал управления $U_{упр}$ на ключи инвертора U. Так как инвертор имеет трансформаторный выход, во вторичной добавочной обмотке появляется напряжение, которое выпрямляется диодами *VD1*, *VD2*, сглаживается *R2C2*-фильтром и подается на управляющий электрод тиристора *VS*. Он открывается, шунтирует R_0 и остается в этом состоянии до тех пор, пока работает инвертор. В этом случае к потерям мощности на диодах выпрямителя добавляются потери на тиристоре, которые, однако, мало влияют на общий КПД.

Для снижения массы СВ и повышения его надежности целесообразно выполнить выпрямитель на однотипных модулях, соединенных, как показано на рис. 2,7, *а*, по входным и выходным цепям параллельно. Каждый из модулей включает мостовую схему выпрямления, ограничительный резистор R_0 и предохранитель. В этом случае также увеличивается КПД СВ, так как мощность потерь P_R на резисторе R_0 будет определяться соотношением $P_R = (I_1^2/N)\ R_0$, где ток $I_1 = I_{н\,max} U_н/\eta U_{c\,m\,min}$ — потребляемый от сети ток при максимальном токе нагрузки $I_{н\,max}$; $N = I_1/k_з I_{н.пр}$ — число модулей с учетом заданного коэффициента загрузки $k_з$ по току.

На рис. 2.7, *б* приведены зависимости массы выпрямителя $G_В$ от его выходной мощности $P_в$, выполненного по модульному принципу на различных диодах при заданной надежности p (5000) = 0,999. Из графика видна эффективность построения выпрямителя на модулях с диодами типа КД105Р.

Ограничить бросок тока заряда конденсатора и сохранить КПД относительно высоким можно, заменив резистор R_0 линейным токоограничивающим дросселем. В этом случае переходные процессы в цепи заряда конденсатора (рис. 2.8, *а*) описываются уравнениями

$$U_{c\,m\,max} = i_з R_{VD} + L\frac{di_з}{dt} + \frac{1}{C}\int i_з\,dt; \qquad (2.7)$$

$$U_C = \frac{1}{C}\int i_з\,dt = E, \qquad (2.8)$$

из которых можно определить напряжение на конденсаторе

$$U_C = U_{c\,m\,\max}\,(1 - e^{\alpha t}\cos\omega_\Phi t) \qquad (2.9)$$

и ток его заряда

$$i_з = \frac{U_{c\,m\,\max}}{\omega_\Phi L}\,e^{-\alpha t}\sin\omega_\Phi t, \qquad (2.10)$$

где $\omega_ф \approx 1/\sqrt{LC}$ — собственная частота LC-фильтра; $\alpha = R_{VD}/2L$ — коэффициент затухания цепи заряда.

Из выражения (2.9) следует, что когда $\cos\omega_ф t = 1$, т. е. $\omega_ф t = \pi$ (рис. 2.8, *б*), и при условии $\alpha \ll \omega_\Phi$ возникает первый экстремум напряжения на конденсаторе, который появляется за счет отдачи энергии, накопленной в дросселе во время увеличения тока заряда $i_з$. Для этого случая максимальное напряжение на конденсаторе

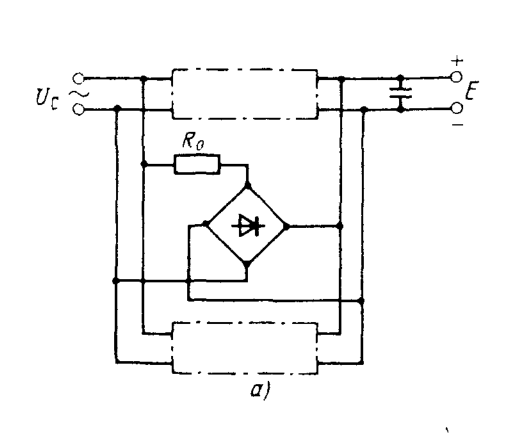
$$U_{C\max} = U_{c\,m\,\max}\left(1 + e^{-\frac{\alpha\pi}{\sqrt{LC}}}\right) \qquad (2.11)$$

и зависит от параметров LC-фильтра.

Таким образом, задача сводится к отысканию соотношения LC, обеспечивающего выброс напряжения, допустимый для выбранного типа конденсатора, при одновременном удовлетворении требования на допустимые пульсации на нем. Обозначив $(U_{C\,\max}/U_{c\,m\,\max}) - 1$ через $\Delta U_{C\,\max}/U_{c m \max}$, можно определить

$$LC = \sqrt{\frac{1}{\pi}\ln\frac{\Delta U_{C\max}}{U_{c\,m\,\max}}}\,. \qquad (2.12)$$

Следующая задача проектирования СВ состоит в определении индуктивности дросселя и емкости конденсатора LC-фильтра. Расчет



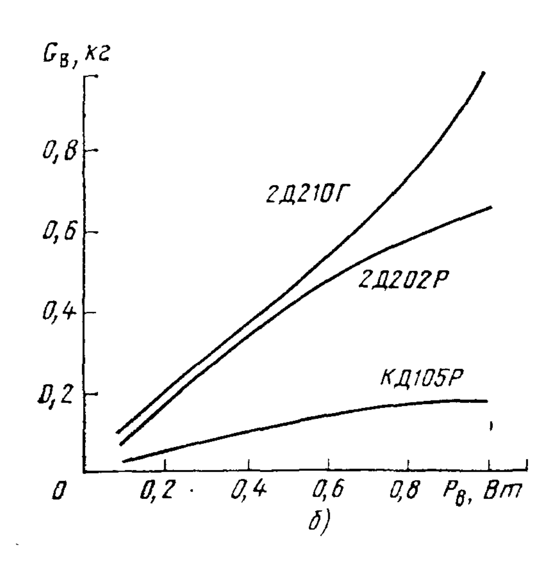


Рис. 2.7

индуктивности L дросселя необходимо проводить исходя из условия ограничения максимального тока $I_{з\max}$ заряда конденсатора значением, допустимым для тока перегрузки диода $I_{пер}$. Из (2.10) следует, что при $\sin \omega_Ф t = 1$, т. е. $\omega_Ф t = \pi/2$ (рис. 2.8, *б*), и при условии $\omega_Ф \gg \alpha$ ток заряда будет максимальным:

$$I_{з\max} \approx U_{c\,m\,\max}/\omega_Ф L. \tag{2.13}$$

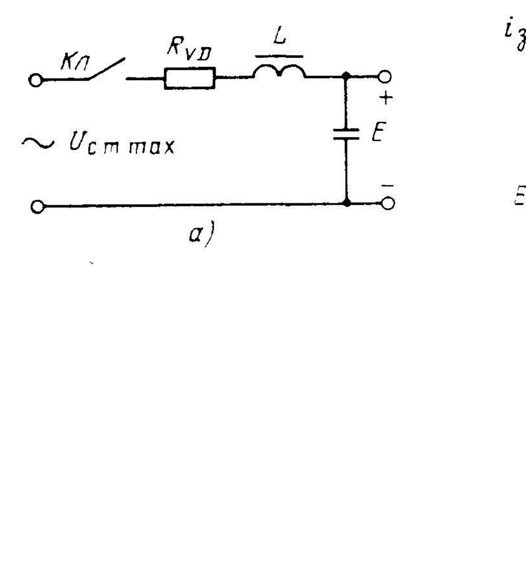
Зная допустимый ток перегрузки диода $I_{пер}$ и произведение LC, можно определить индуктивность токоограничивающего дросселя:

$$L = U_{c\,m\,\max}/I_{пер} \sqrt{LC}, \tag{2.14}$$

а затем из произведения LC — емкость конденсатора C (предполагая, что тип конденсатора уже выбран и исходя из допустимых перегрузок по напряжению и амплитуде пульсаций).

Плавный заряд конденсатора фильтра СВ с возможностью регулирования уровня выпрямленного напряжения можно обеспечить при помощи схемы, приведенной на рис. 2.9. Такой заряд обеспечивается плавным изменением угла включения α тиристора от предыдущего полупериода напряжения сети к последующему в диапазоне от $\alpha = \pi$ (первый полупериод после момента включения ключа *Кл*) по $\alpha = (2n + 1)\,\pi/2 - \theta$ (момент $t_з$ на рис. 2.10), когда наступает установившийся процесс дозаряда конденсатора с углом отсечки θ.

При замыкании ключа *Кл* (рис. 2.9) напряжение сети поступает на устройство плавного включения и на внутренний источник питания с



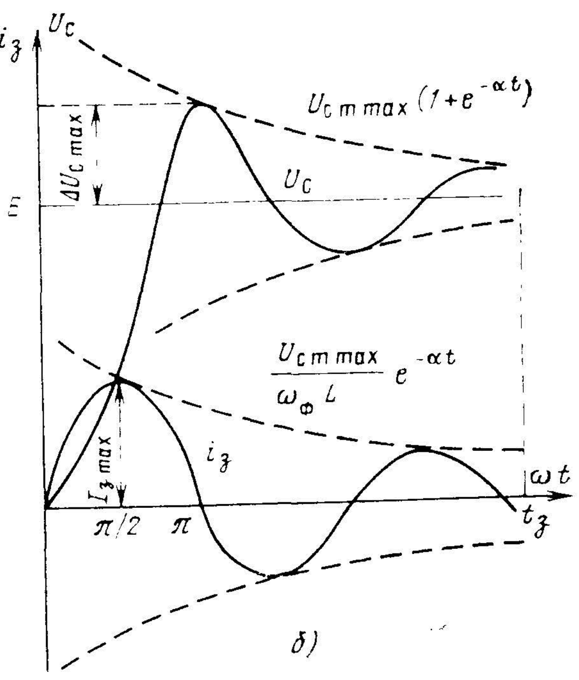


Рис. 2.8

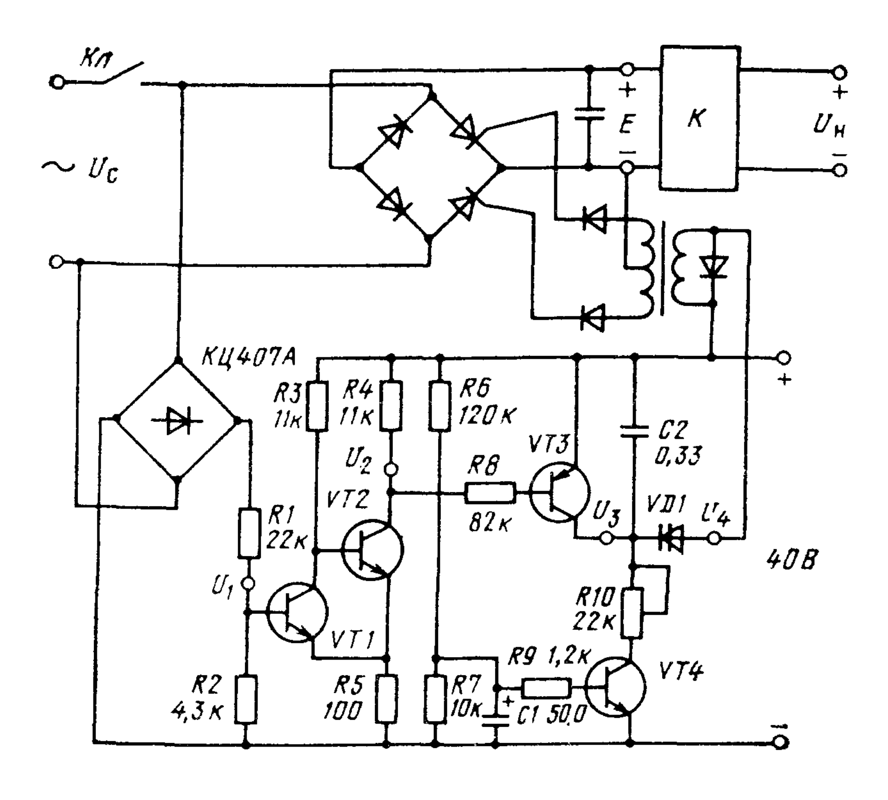


Рис. 2.9

выходным напряжением 40 В (на схеме не показан), который обеспечивает энергией устройства управления и пуска. На вход триггера Шмитта, собранного на транзисторах *VT1*, *VT2* (КТ315), подается выпрямленное напряжение сети U_1. Когда оно становится равным нулю, т.е. в моменты *пл*, на выходе триггера формируются короткие импульсы синхронизации u_2. При поступлении импульсов к ключевому каскаду на транзисторе *VT3* (КТ361) через него разряжается конденсатор *C2*, чем обеспечивается привязка начала заряда этого конденсатора к полупериодам напряжения сети.

Генератор импульсов управления тиристорами выпрямителя собран на динисторе *VD1* (КН102А) и транзисторе *VT4* (КТ315). Длительность плавного заряда конденсатора фильтра до установившегося режима дозаряда (интервал t_1 — t_3) определяется параметрами элементов цепочки *R6 C1*, угол α (момент t_3 в установившемся режиме, а значит, и уровень выпрямленного напряжения *E*) — параметрами элементов цепочки *R10*, *C2*. До момента t_1 напряжение на конденсаторе *C2* ниже заданного порогового уровня $U_{пор}$ и генератор не вырабатывает импульсов управления тиристорами. С момента времени t_1 появляются импульсы управления тиристорами с углом включения, близким к 180°, т. е. конденсатор фильтра начинает заряжаться от низкого уровня напряжения *E*. По мере заряда конденсатора *C1* угол включения тиристоров уменьшается, обеспечивая тем самым увеличение напряжения *E*, и с момента t_3 угол остается постоянным.

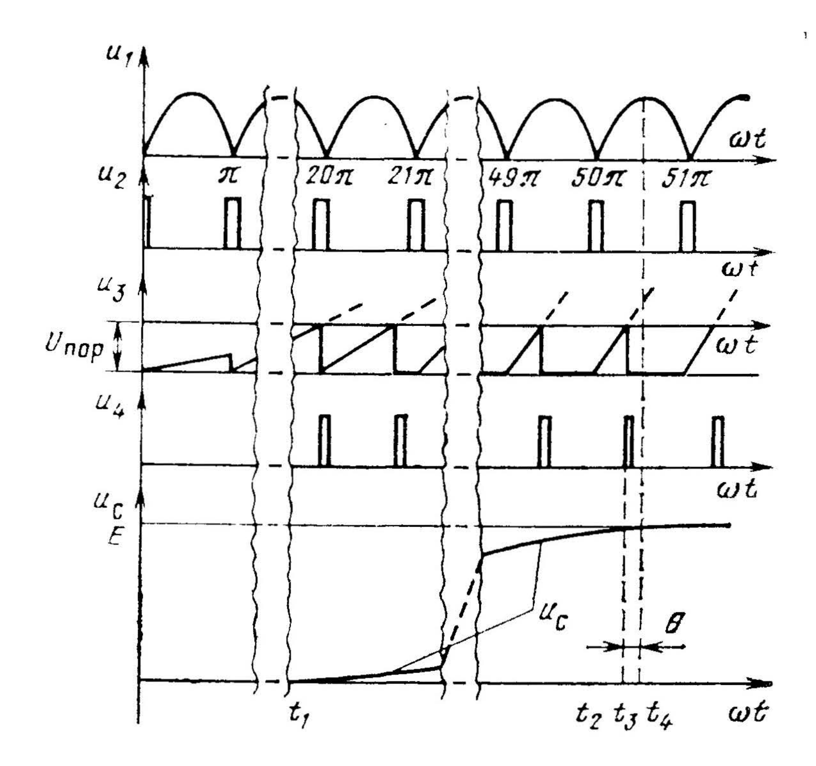


Рис. 2.10

При указанных на схеме параметрах элементов *R6* и *C1* время t_3 выхода устройства на установившийся режим ($E = 200$ В) дозаряда конденсатора емкостью 220 мкФ при напряжении сети 220 В составило 0,5 с (50 π при $f = 50$ Гц).

2.2. ТРАНСФОРМАТОРНЫЕ ОДНОТАКТНЫЕ СХЕМЫ КОНВЕРТОРОВ

На вход трансформаторных однотактных конверторов (ТОК) поступает напряжение *E* постоянного тока СВ. С выхода ТОК снимается напряжение постоянного тока требуемого уровня, допустимых нестабильности и пульсаций. Если на вход подается нестабилизированное напряжение, а на базу мощного транзистора поступают импульсы управления с коэффициентом заполнения γ, то ТОК будет регулируемым. Если входное напряжение предварительно стабилизируется с помощью, например, ИРН, а на базу мощного транзистора поступают импульсы, длительность которых постоянна и равна полупериоду работы инвертора, то ТОК будет нерегулируемым. Как регулируемые, так и нерегулируемые ТОК могут быть выполнены по схеме с «обратным» включением выпрямительного диода *VD* (рис. 2.11, *а*). В данном ТОК ненасыщающийся трансформатор *T* выполняет функции индуктивного накопителя энергии, когда транзистор *VT* находится в режиме насыщения (интервал времени t_1 на рис. 2.11, *б*). Во время паузы (t_2) накопленная энергия через вторичную w_2 обмотку *T* подается в наг-

рузку и подзаряжает конденсатор $C_н$. В интервале t_1 диод VD закрыт и конденсатор $C_н$ частично разряжается на нагрузку. Изменяя коэффициент заполнения импульсов $\gamma = t_1/T$, можно регулировать среднее выходное напряжение [15]:

$$U_н = [\gamma (E - \Delta U_{VT} - \Delta U_1) k/(1-\gamma)] - \Delta U_{VD} - \Delta U_2, \qquad (2.15)$$

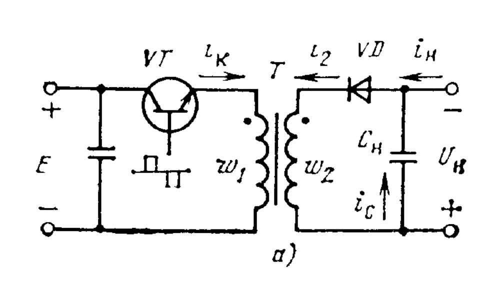
где $k = w_2/w_1$ — коэффициент трансформации T; ΔU_{VT}, ΔU_{VD}, ΔU_1, ΔU_2 — прямое падение напряжения соответственно на транзисторе, диоде, активном сопротивлении обмоток w_1, w_2 трансформатора.

Как видно из (2.16), в данной схеме напряжение $U_н$ не зависит от тока нагрузки и частоты переключения $f_п$ транзистора, а определяется коэффициентом заполнения импульсов γ, т. е. регулирование напряжения $U_н$ возможно только за счет ШИМ сигнала управления. Ток коллектора $i_К$ достигает своего предельного значения в интервале t_1 и будет максимальным при $\gamma = \gamma_{min}$:

$$I_{К\,max} = \frac{P_н}{\eta E_{max}\gamma_{min}} + \frac{E_{max}}{2L_1 f_п}\gamma_{min},$$

где $\gamma_{min} = U_{н max}/(E_{max}k + U_{н min})$ — минимальный коэффициент заполнения импульсов; $P_н$ — выходная мощность источника; E_{max} — максимальное напряжение на выходе СВ; $U_{н\,min}$ — минимальное напряжение на нагрузке.

Средний ток транзистора за время t_1 может быть доведен до максимально допустимого, поэтому данный преобразователь обладает повышенной выходной мощностью и может работать при изменяющемся токе нагрузки, что является одним из его достоинств.



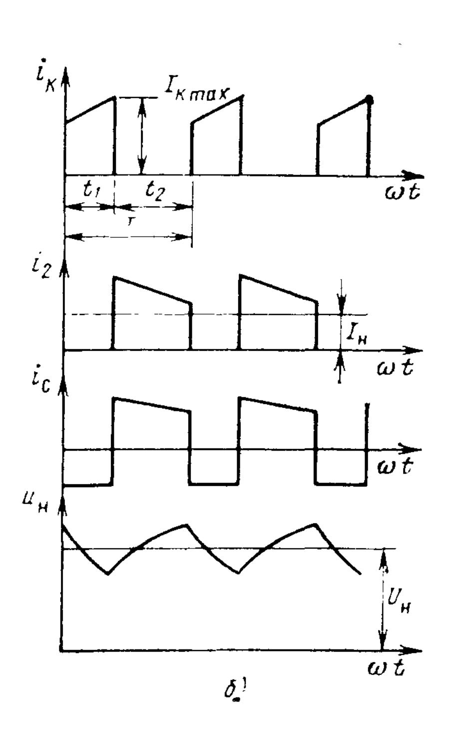


Рис. 2.11

Напряжение на транзисторе будет максимальным, когда он находится в режиме отсечки:

$$U_{VT\,max} = E_{max} + kU_{н} = E_{max}/(1 - \gamma_{max}),$$

где $\gamma_{max} = U_{н}/(E_{min}\,k + U_{н})$ — максимальный коэффициент заполнения импульсов.

Обратное напряжение на диоде

$$U_{VD\,обр} = E_{max}\,k/(1 - \gamma_{max}).$$

Минимальная индуктивность $L1$ первичной обмотки трансформатора T, при которой обеспечивается режим непрерывного тока i_1:

$$L_{1\,min} = E\gamma_{ном}(1 - \gamma_{ном})/2I_{н\,min}\,f_{п}\,k,$$

где $\gamma_{ном} = U_{н}/(Ek + U_{н})$ — номинальный коэффициент заполнения импульсов; E, $U_{н}$ — номинальные значения напряжений на входе и выходе схемы; $I_{н\,min}$ — минимальный ток нагрузки.

Для удовлетворения требований по динамическим и статическим характеристикам конвертора целесообразно индуктивность L_1 выбирать из условия $L_1 = (1{,}1 - 1{,}2)\,L_{1min}$. Если конвертор работает с постоянным током нагрузки, то для определения L_{1min} можно принять $I_{нmin} = (0{,}2–0{,}3)\,I_{н}$. Емкость конденсатора рассчитывают исходя из требований по размаху напряжения пульсаций $U_{п}$ на выходе конвертора. Он будет максимальным в том случае, если ток в нагрузке в течение относительно малого промежутка времени t_2 поддерживается за счет накопленной энергии в L_1

$$C_{н} = \frac{\sqrt{2}\,\sin\gamma_{max}\pi}{2\pi^2 f_{п}\,(1-\gamma_{max})\,U_{п}}\left(I_{н} + \frac{E_{max}}{2\pi f_{п}\,L_{1\,min}k}\right).$$

Для данной схемы ТОК характерно значительное перенапряжение на коллекторе транзистора вследствие индуктивности рассеяния первичной обмотки трансформатора, а магнитопровод трансформатора должен допускать работу с большими ампер-витками подмагничивания $I_{1max}\,w_1$, что требует введения воздушного зазора.

Схема нерегулируемого ТОК с «прямым» включением диода показана на рис. 2.12, *а*. Когда транзистор VT находится в режиме насыщения, энергия первичного источника поступает через трансформатор T как в нагрузку, так и на заряд конденсатора $C_{н}$, а затем, когда транзистор закрыт, конденсатор $C_{н}$ отдает накопленную энергию в нагрузку. Следовательно, при использовании данной схемы можно получить вдвое большую мощность на выходе конвертора, чем в схеме с «обратным» включением диода (рис. 2.11, *а*). Форма тока коллектора i_1 близка к прямоугольной, а его значение зависит от индуктивности первичной обмотки $L_1 = 2P_{н}/\eta I^2_{кmax}f_{п}$ сопротивления нагрузки $R_{н}$ и емкости конденсатора $C_{н} = P_{н}/2\eta E U_{п} f_{п}$.

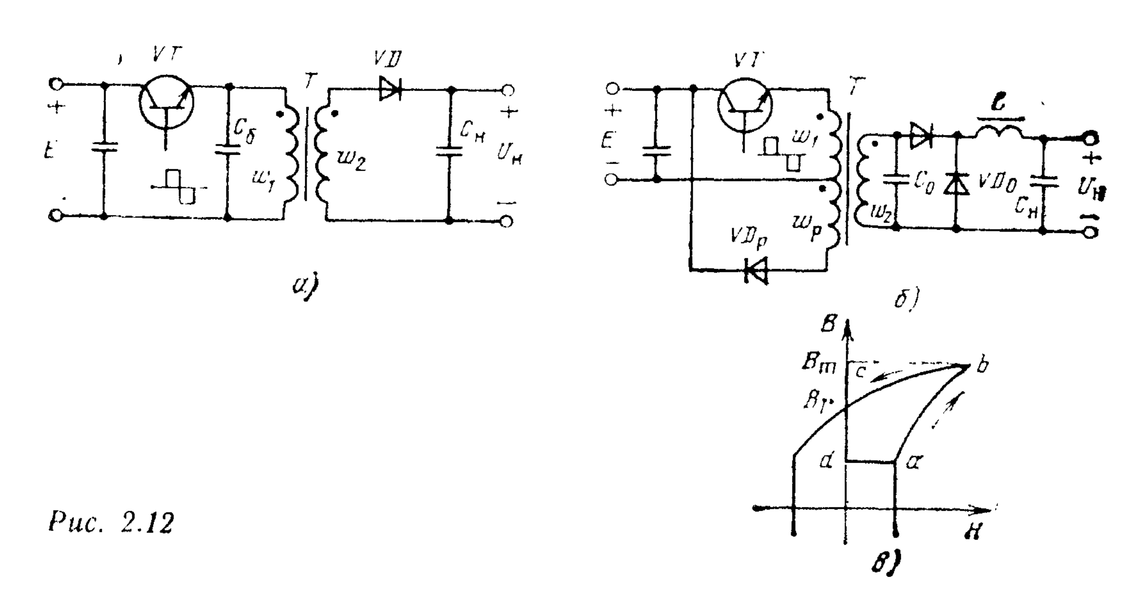


Рис. 2.12

Однако в данной схеме при закрывании транзистора на элементах ТОК возникают перенапряжения, особенно значительные при холостом ходе конвертора. Для исключения возможного пробоя транзистора, диода и обмоток трансформатора применяют блокировочный конденсатор $C_б$, который можно подключить к одной из обмоток трансформатора, увеличивая тем самым приведенное к первичной обмотке значение собственных емкостей обмоток и транзистора. Снижение перенапряжений за счет включения $C_б$ приводит к некоторому увеличению потерь в режиме переключения транзистора, т. е. к снижению КПД до уровня 60 — 75%.

Одним из путей повышения КПД и уменьшения перенапряжений на элементах устройства является использование энергии, накопленной в магнитном поле магнитопровода T и выделяемой в обмотке w_2 во время размагничивания магнитопровода трансформатора, т. е. во время нахождения транзистора в режиме отсечки. Обратный такт работы наиболее характерен для регулируемого ТОК с «прямым» включением диода. В этом случае применяют LC-фильтр с обратным включением диода VD_0 для создания цепи протекания тока дросселя фильтра во время паузы.

При проектировании однотактных конверторов важно обеспечить размагничивание их магнитопровода как в установившемся режиме работы, так и при выключении ИВЭП, поскольку в противном случае при следующем включении ИВЭП магнитопровод окажется насыщенным и произойдет неограниченный рост коллекторного тока транзистора, что приведет к его отказу.

Конверторы с «прямым» включением диода с применением обратного такта делятся на конверторы с передачей энергии обратного такта в первичный источник и конверторы с передачей ее в нагрузку с помощью размагничивающей обмотки, расположенной соответственно на первичной или вторичной стороне трансформатора. На рис. 2.12, *б* приведена схема ТОК с размагничивающей обмоткой $w_р$, замкнутой на

источник питания через рекуперационный диод VD_p. Чтобы предотвратить насыщение магнитопровода, обмотки w_1 и w_p должны иметь между собой сильную магнитную связь и одинаковые числа витков.

Когда транзистор VT находится в режиме насыщения, энергия первичного источника через трансформатор передается в нагрузку. При этом происходит намагничивание магнитопровода в прямом направлении (участок a — $в$ на рис. 2.12, *в*). Когда транзистор за счет сигнала управления закрывается, в нагрузку поступает как энергия, запасенная в конденсаторе $C_н$, так и энергия, запасенная в дросселе L (через диод VD_0), поддерживая тем самым среднее значение напряжения $U_н$ на определенном уровне. Одновременно под действием ЭДС обмотки w_p по ней через диод VD_p протекает ток $i_p = E\gamma/2L_1f_п$, создающий ампер-витки прежней полярности и размагничивающий магнитопровод в обратном направлении (участок b — c на рис. 2.12, *в*). Этот ток должен достигнуть нулевого значения до момента повторного открывания транзистора, так как иначе будет происходить насыщение магнитопровода. В этой схеме амплитуда коллекторного напряжения транзистора, если он находится в режиме отсечки, и обратного напряжения на диоде достигает значения $2E$ из-за ЭДС обмотки w_p и имеет место существенное недоиспользование трансформатора по индукции (рис. 2.12, *в*).

Максимальный коэффициент заполнения импульсов γ_{max} определяется соотношением витков обмоток w_1 и w_p и при их равенстве достигает $\gamma_{max} = w_1/(w_1 + w_p) \leqslant 0{,}5$. Напряжение на нагрузке $U_н$, учитывая падения напряжения на элементах конвертора, связано с напряжением E соотношением

$$U_н = k\gamma\,(E - \Delta U_{VT} - \Delta U_1) - \Delta U_{VD} - \Delta U_2.$$

Конденсатор C_0 служит для создания цепи протекания тока размагничивания магнитопровода T при выключении конвертора, что предотвращает бросок коллекторного тока мощного транзистора в момент следующего включения схемы.

Рассмотренный метод размагничивания ампер-витками одной полярности ограничивает нижний предел изменения индукции ее остаточным значением B_r, поэтому диапазон изменения индукции ΔB от B_m до B_r значительно меньше возможного $2\,B_m$. Небольшое дополнительное размагничивание вихревыми токами (участок c — d на рис. 2.12, *в*) не спасает положения. Для ощутимого увеличения диапазона ΔB магнитопровод выполняют с воздушным зазором, однако из-за увеличения намагничивающего тока такой прием приводит к завышенной массе конвертора.

Для лучшего использования трансформатора по индукции, т. е. увеличения размаха изменения индукции $\Delta\,B$, необходимо иметь цепь для протекания тока размагничивания магнитопровода T, создающего отрицательную напряженность, когда мощный транзистор находится в режиме отсечки. В этом случае можно обеспечить $\Delta B \approx 2B_m$, как и в

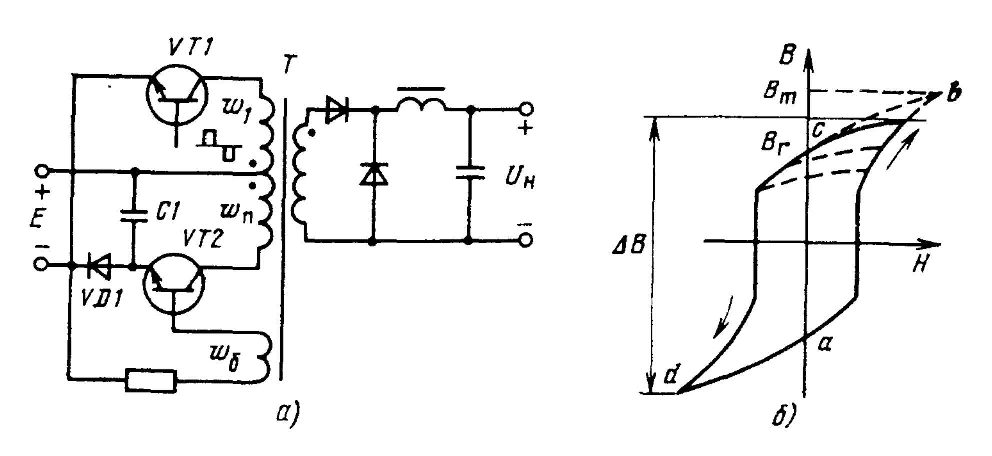


Рис. 2.13

двухтактной схеме конвертора. При этом снижается остаточная индукция магнитопровода и средняя магнитная проницаемость его оказывается выше. Это достигается заменой рекуперационного диода $VD_р$ (рис. 2.12, *б*) на дополнительный маломощный транзистор (ключ), управление которым может осуществляться от базовой обмотки или от специального формирователя сигнала управления. В первом случае ключ открывается за счет ЭДС самоиндукции в базовой обмотке, появляющейся только после окончания процесса рассасывания избыточных носителей в мощном транзисторе и выпрямительном диоде.

Во втором случае сигнал управления от формирователя поступает на маломощный транзистор одновременно с окончанием импульса управления транзистором. Тем самым обеспечивается форсированный процесс переключения мощного транзистора выпрямительного диода. Следовательно, появляется воможность уменьшить динамические потери в мощном транзисторе и диоде, а также увеличить максимальный коэффициент заполнения импульсов управления мощным транзистором.

На рис. 2.13, *а* приведена схема регулируемого ТОК, обладающая способностью перемагничивания магнитопровода *Т* отрицательной напряженностью за счет энергии первичного источника, поступающей в обмотку $w_п$ через вспомогательный маломощный транзистор *VT2*, при выключенном транзисторе *VT1* (участок $b - c - d$ на рис. 2.13, *б*) [16]. Открывание транзистора *VT2* осуществляется ЭДС, наводимой в базовой обмотке $w_б$. Конденсатор *C1* передает свою энергию в обмотку $w_п$ при выключении схемы, обеспечивая тем самым продолжение протекания процесса перемагничивания магнитопровода *Т* для возможности повторного включения схемы без выброса коллекторного тока транзистора *VT1*. Диод *VD1* исключает возможность разряда конденсатора *C1* по цепи транзистора *VT1*, если он находится в режиме насыщения.

Получить размах индукции $\Delta B = 2\ B_m$ в магнитопроводе *Т* однотактного конвертора можно, применив сдвоенный конвертор

(рис. 2.14, *а*), состоящий их двух однотипных ТОК с размагничивающими обмотками $w_{р1}$, $w_{р2}$, включенными по входным и выходным цепям параллельно и работающими на общий *LCD*-фильтр [17]. Мощные транзисторы *VT1* и *VT2* включаются сигналом управления попеременно со сдвигом по фазе на 180° относительно друг друга. Если транзистор *VT1* находится в режиме насыщения (рис. 2.14, *б*), то энергия первичного источника *E* через трансформатор *T1*, диод *VD1* передается в нагрузку и *LCD*-фильтр. Магнитопровод *T1* намагничивается в прямом направлении. В то же время за счет наводимой ЭДС на дополнительной обмотке $w_{доп1}$ начинает протекать ток через диод *VD2*, резистор *R* и дополнительную обмотку $w_{доп2}$ второго инвертора, обеспечивая тем самым намагничивание магнитопровода *T2* в обратном направлении. Когда транзистор *VT1* закрывается, то происходит размагничивание магнитопровода *T1* из-за действия обмотки $w_{р1}$.

При подаче импульса управления на транзистор *VT2* он открывается и энергия передается в нагрузку и *LCD*-фильтр, а также намагничивается магнитопровод *T2* в прямом направлении. Магнитопровод *T1* намагничивается в обратном направлении током, протекающим в цепи $w_{доп2}$, $w_{доп1}$, *VD2*, *R*, от наведенной ЭДС на дополнительной обмотке $w_{доп2}$. По окончании импульса управления транзистор *VT2* переходит в режим отсечки, магнитопровод *T2* размагничивается под действием тока обмотки $w_{р2}$. При подаче следующего импульса управления на транзистор *VT1* все процессы повторяются.

На рис. 2.15, *а* приведена схема регулируемого ТОК с подключением размагничивающей обмотки $w_р$ на вторичной стороне *T* непосредственно к нагрузке (точка *а*) или к сглаживающему *LCD*-фильтру

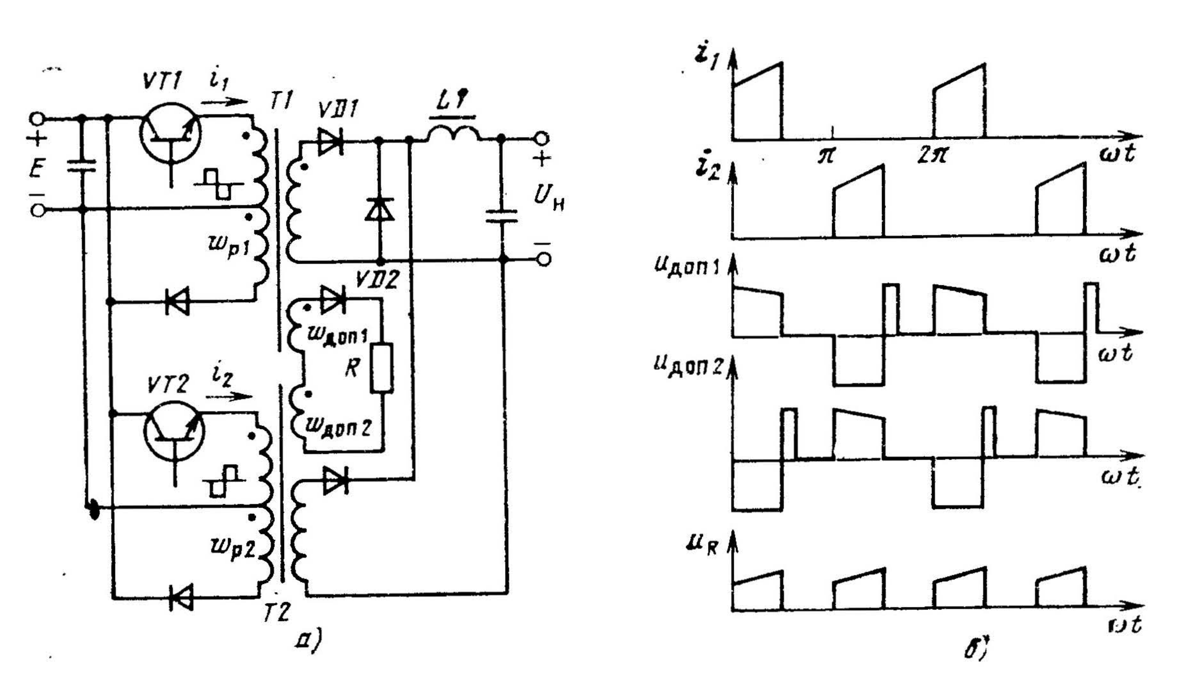


Рис. 2.14

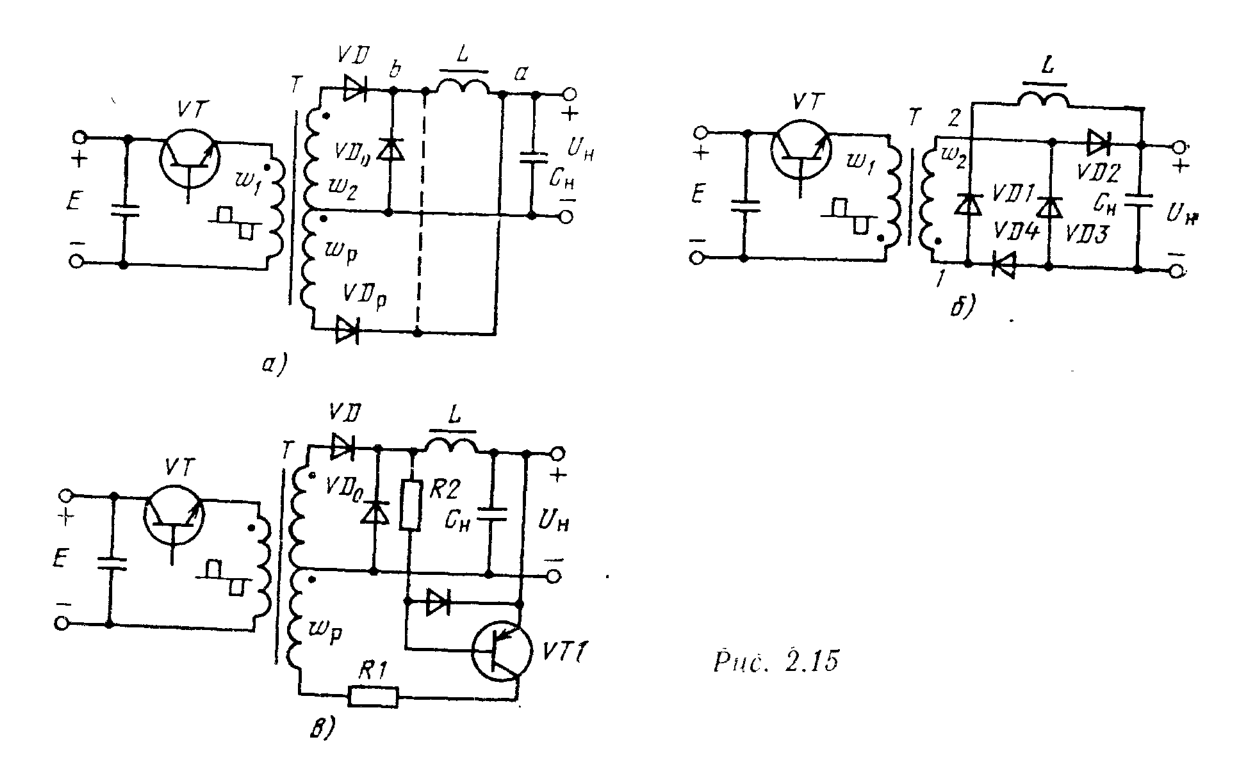


Рис. 2.15

(точка *b*). Во втором случае энергия обратного такта подается через обмотку $w_р$ в *LCD*-фильтр, что приводит к уменьшению пульсаций напряжения $U_н$, но при этом увеличиваются перенапряжения на элементах ТОК из-за протекания через обмотку $w_р$ не только тока размагничивания, но и части тока дросселя фильтра.

Уменьшить перенапряжения на элементах ТОК и упростить конструкцию трансформатора исключением обмотки $w_р$ без ухудшения коэффициента сглаживания при условии выполнения требования по размагничиванию магнитопровода *T* можно за счет создания контуров протекания тока вторичной обмотки w_2, когда транзистор *VT* открыт или закрыт (рис. 2.15, *б*) [18]. Если транзистор *VT* открыт, то во вторичной цепи *T* протекает ток от вывода *1* к выводу *2* через диод *VD1*, дроссель *L*, нагрузку, емкость $C_н$, диод *VD3*. Происходит отдача энергии в нагрузку и накопительный *LC*-фильтр. Одновременно в магнитопроводе *T* накапливается индуктивная энергия. Когда транзистор *VT* закрыт, магнитопровод *T* начинает размагничиваться и на обмотке w_2 наводится ЭДС противоположной полярности, которая прикладывается с *C*-фильтру и нагрузке. Протекает ток размагничивания магнитопровода *T* по цепи: вывод *2*, диод *VD2*, нагрузка, емкость $C_н$, диод *VD4*, вывод *1*.

На рис. 2.15, *в* показана схема регулируемого ТОК с перемагничиванием магнитопровода *T* за счет подключения размагничивающей обмотки $w_р$ к выходным выводам конвертора с помощью транзистора *VT1* на время, когда транзистор инвертора *VT* закрыт [19].

База транзистора *VT1* подключена через резистор *R2* к входу *LC*-фильтра. Поэтому транзистор *VT1* открывается только тогда, когда

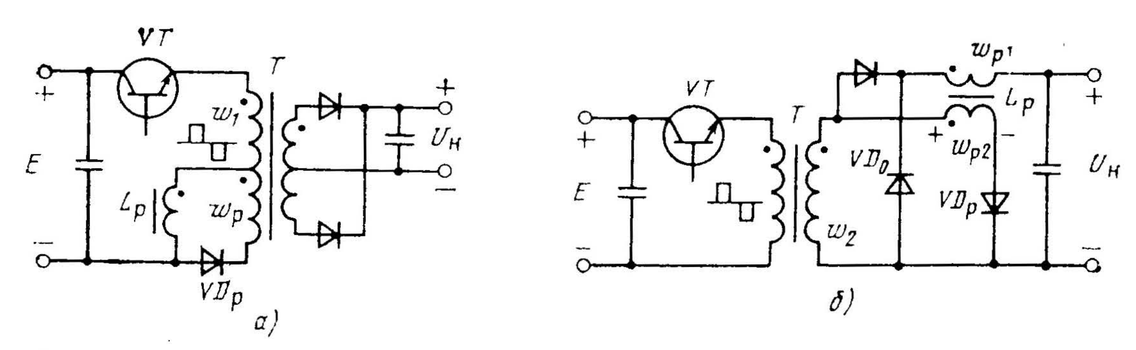


Рис. 2.16

сменится полярность ЭДС самоиндукции e_s дросселя L, и лишь с этого момента начинается процесс перемагничивания магнитопровода T, а также форсированный процесс закрытия диода VD и открытия VD_0. Это позволяет уменьшить динамические потери в диодах и увеличить максимальный коэффициент заполнения импульсов γ_{max}. Резистор $R1$ служит для ограничения максимального тока через транзистор $VT1$ при насыщении магнитопровода T во время обратного перемагничивания и может быть исключен при работе дросселя L в режиме прерывистых токов.

Одним из достоинств ТОК является то, что при его выключении происходит обязательное перемагничивание магнитопровода T за счет энергии конденсатора $C_н$ и, следовательно, броска коллекторного тока транзистора VT в момент его повторного включения не происходит. Для размагничивания магнитопровода T и предотвращения броска коллекторного тока при повторном включении ТОК можно использовать накопленную энергию в дросселе, включенном на первичной стороне трансформатора [20] или в дросселе сглаживающего фильтра [21]. В первом случае (рис. 2.16, *а*), когда транзистор VT находится в режиме насыщения, ток коллектора протекает по обмотке w_1 и обмотке дросселя $L_р$. Происходит намагничивание магнитопровода T в прямом направлении и накопление энергии в дросселе $L_р$. Когда ттанзистор VT переходит в режим отсечки, энергия, накопленная в дросселе $L_р$, замыкается через диод $VD_р$ и обмотку $w_р$, обеспечивая тем самым перемагничивание магнитопровода T.

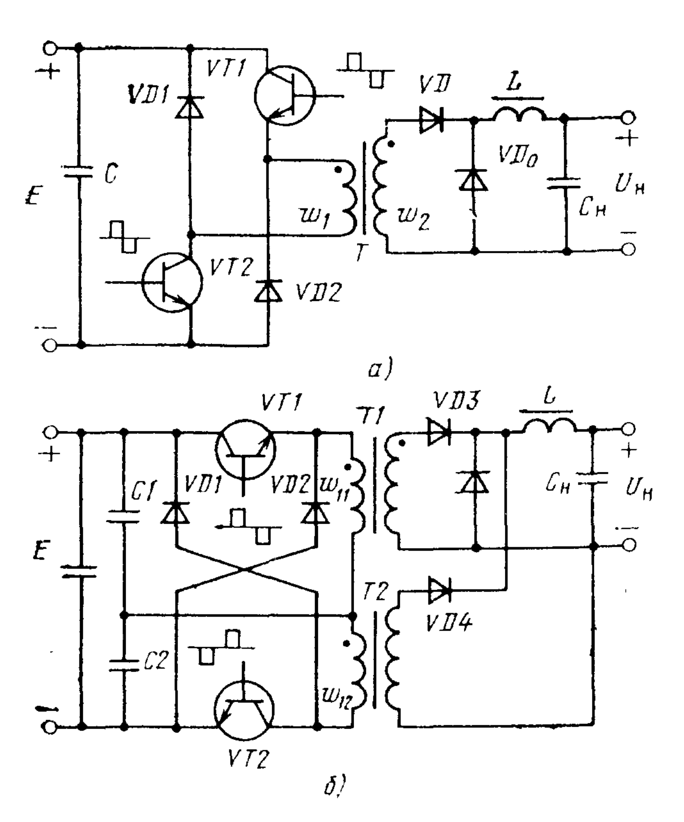
Во втором случае (рис. 2.16, *б*), когда транзистор VT находится в режиме насыщения, ЭДС на обмотке $w_{р2}$ имеет полярность, показанную на схеме, и ее значение превышает напряжение обмотки w_2, т. е. выполняется условие $(kE - U_н) k_р > kE$, где $k_р = w_{р2}/w_{р1}$ — коэффициент трансформации дросселя $L_р$.

Диод $VD_р$ закрыт, и процессы проходят аналогично процессам в схеме на рис. 2.12, *б*. Когда транзистор VT переходит в режим отсечки, ЭДС на обмотке $w_{р2}$, определяемая $U_н k_р$, меняет свою полярность на обратную и прикладывается к обмотке w_2, обеспечивая тем самым протекание тока перемагничивания магнитопровода T.

Условием полного перемагничивания магнитопровода T является выполнение неравенства $k_р \geqslant 1/(1 - \gamma)$, для чего без ухудшения коэффициента сглаживания LC-фильтра необходимо увеличить индуктивность дросселя фильтра.

В рассмотренных выше схемах ТОК амплитуда максимального обратного напряжения, приложенного к мощному транзистору, выпрямительному и обратному диодам достигает уровня $2E_{max}$. Поэтому их используют при относительно низком входном напряжении, которое можно получить, применяя на выходе СВ импульсный регулятор напряжения.

Уменьшить напряжение на транзисторе ТОК до уровня напряжения E, что особенно важно, когда схема ТОК подключается непосредственно к СВ, и упростить конструкцию трансформатора, исключив размагничивающую обмотку $w_р$, можно путем применения однотактной полумостовой схемы конвертора (рис. 2.17, *а*). Однако в данной схеме удваивается число мощных транзисторов и диодов. Когда транзисторы *VT1*, *VT2* открыты, происходит передача энергии первичного источника в нагрузку и в накопительный LCD-фильтр и магнитопровод T намагничивается в прямом направлении. Когда один из транзисторов закрывается (например, *VT1*), накопленная в магнитопроводе энергия поступает от обмотки w_1 к конденсатору C через открытые транзистор *VT2* ($\gamma = 1$) и диод *VD2*, обеспечивая тем самым намагничивание магнитопровода в обратном направлении.



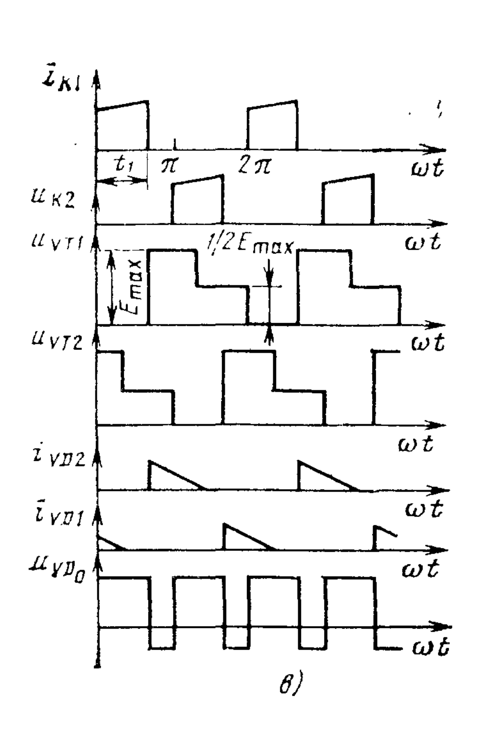


Рис. 2.17

Уменьшить напряжение на мощном транзисторе до уровня E_{max} можно также, используя сдвоенную схему полумостового ТОК, как показано на рис. 2.17, *б* [22]. Устройство состоит из двух однотипных ТОК с рекуперационными диодами *VD1*, *VD2*, подключенными к входным конденсаторам *C1* и *C2*, напряжение на которых составляет около 0,5 E_{max}, чем и обеспечивается уменьшение в 2 раза обратного напряжения на диодах. Импульсы управления поступают на базы транзисторов со сдвигом во времени на 180°.

Если транзистор *VT1* находится в режиме насыщения (рис. 2.17, *в*), то энергия конденсатора *C1* передается в нагрузку через трансформатор *T1*, диод *VD3* и *LCD*-фильтр и магнитопровод *T1* намагничивается. При закрытии транзистора *VT1* магнитопровод *T* размагничивается током, протекающим по цепи: обмотка w_{11}, конденсатор *C2*, диод *VD2*, т. е. энергия трансформатора *T1* переходит в конденсатор *C2*.

Когда транзистор *VT2* открывается, происходит аналогичная передача энергии в нагрузку конденсатором *C2*. Размагничивание магнитопровода *T2* происходит током, протекающим по цепи: обмотка w_{12}, диод *VD1*, конденсатор *C1*. Дроссель фильтра *L* отдает энергию в нагрузку только тогда, когда одновременно оба транзистора *VT1* и *VT2* закрыты.

Наряду с решением вопроса по перемагничиванию магнитопровода для однотактных схем конверторов не менее важным является решение проблемы уменьшения динамических потерь мощности на мощном транзисторе. Известны пути уменьшения этих потерь с помощью форсирующих цепочек в цепи управления, ускоряющих переключение транзистора, и с помощью *RCD*-цепочки в силовой цепи, изменяющей траекторию рабочей точки при переключении транзистора [23]. Эффект снижения динамических потерь мощности на транзисторе однотактного конвертора может быть достигнут также за счет сдвига напряжения между эмиттером и коллектором относительно тока коллектора при закрывании транзистора, что достигается шунтированием выходной цепи транзистора на интервале спада коллекторного тока диодом, включенным в обратном направлении.

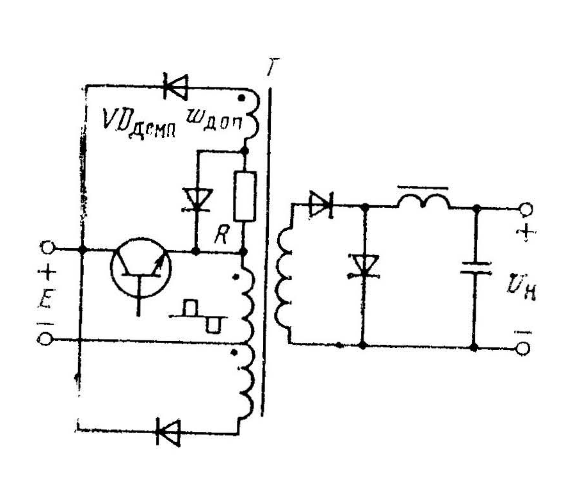


Рис. 2.18

Для накопления носителей в базе этого диода необходимо иметь дополнительный источник энергии, в качестве которого может быть использовано напряжение дополнительной обмотки $w_{доп}$ трансформатора *T*. Схема ТОК с применением демпфирующего диода $VD_{демп}$ приведена на рис. 2.18 [24]. Здесь должен использоваться диод, обладающий как можно меньшим вре-

менем рассасывания избыточных носителей (0,5—1 мкс) и временем восстановления обратного сопротивления (0,1—0,3 мкс). Сопротивление резистора R выбирают из условия обеспечения прямого тока $I_{пр} \approx 0{,}1\ I_{обр}$ диода $VD_{демп}$ для накопления достаточного заряда избыточных носителей в его базе, где $I_{обр}$ — обратный ток диода.

Практическая реализация ТОК показала, что мощность потерь на транзисторе типа КТ828А во время его закрывания составила 45 Вт за 0,3 мкс по сравнению с 700 Вт за 1 мкс в схеме без демпфирующего диода.

2.3. РЕГУЛИРУЕМЫЕ ДВУХТАКТНЫЕ КОНВЕРТОРЫ

В настоящее время широкое распространение получили ИВЭП с бестрансформаторным входом, построенные на основе полумостовых или мостовых регулируемых двухтактных конверторов с трансформаторным выходом (ТДК), в которых совмещены функции преобразования электрической энергии и ее регулирования за счет УУ, основанного на принципе широтно-импульсной модуляции. Для таких ИВЭП характерным является наличие относительно мощного сглаживающего *LC*-фильтра, необходимого для сглаживания напряжения на вторичной обмотке трансформатора. Напряжение имеет прямоугольную форму с регулируемой по длительности паузой при нулевом значении напряжения, зависящей от изменения дестабилизирующих факторов (изменения входного напряжения, тока нагрузки, температуры).

На рис. 2.19 приведены схемы регулируемых полумостового (*а*) и мостового (*b*) ТДК, а также диаграммы (*б*, *г*, *д*) сигналов управления u_{VT} транзисторами конверторов, напряжения u_2 на вторичной обмотке трансформатора и напряжения на нагрузке $U_н$.

В полумостовой схеме ТДК, когда транзистор *VT1* открыт на время $\gamma T/2$, а *VT2* закрыт, происходит передача энергии от конденсатора *C1* в нагрузку и в накопительный *LC*-фильтр. Одновременно подзаряжается конденсатор *C2*. Во время паузы, когда транзисторы *VT1* и *VT2* закрыты, конденсатор $C_н$ фильтра разряжается на нагрузку и энергия дросселя *L* отдается в нагрузку через оба диода *VD1* и *VD2*. С момента открывания транзистора *VT2* накопленная конденсатором *C2* энергия будет передаваться во вторичную цепь трансформатора, а конденсатор *C1* подзаряжаться.

В мостовой схеме ТДК транзисторы одного плеча (*VT1*, *VT2*) управляются импульсами длительностью в полупериод (рис. 2.19, *г*), а другого плеча (*VT3*, *VT4*) — импульсами длительностью $\gamma T/2$. Такое управление обеспечивает протекание симметричного переменного тока в первичной обмотке трансформатора. При фазовом управлении мостовой схемой (рис. 2.19, *д*) все транзисторы управляются прямоугольными импульсами длительностью в полупериод $T/2$, но для транзисторов, включенных в противоположные плечи моста, например *VT1* и *VT4*, импульсы сдвинуты один относительно другого на некоторый угол φ.

Напряжение на нагрузке $U_н$ для полумостовой схемы ТДК связано с напряжением E СВ соотношением $U_н = \frac{1}{2} k\gamma E$, где $k = U_2/U_1 = [U_н + U_{отс} + I_н (r_{VD} + r_L)]/[E_{min}/2 - I_{K\,max} r_{VT}] = (2U_н/E_{min}) \times \eta$ — коэффициент трансформации с учетом потерь на элементах в установившемся режиме их работы; r_{VD}, r_{VT} — соответственно сопротивления диода и транзистора при прямой их проводимости; r_L — сопротивление дросселя L; $U_{отс}$ — напряжение отсечки диода; $I_{K\,max}$ — максимальный ток коллектора транзистора.

При E_{max} для получения на выходе номинального напряжения нагрузки $U_н$ необходимо, чтобы импульсы управления транзисторами имели минимальный коэффициент заполнения, равный для полумостовой схемы ТДК $\gamma_{min} = 2U_н/kE_{max}$, а для мостовой схемы ТДК — соответственно уменьшенный в 2 раза.

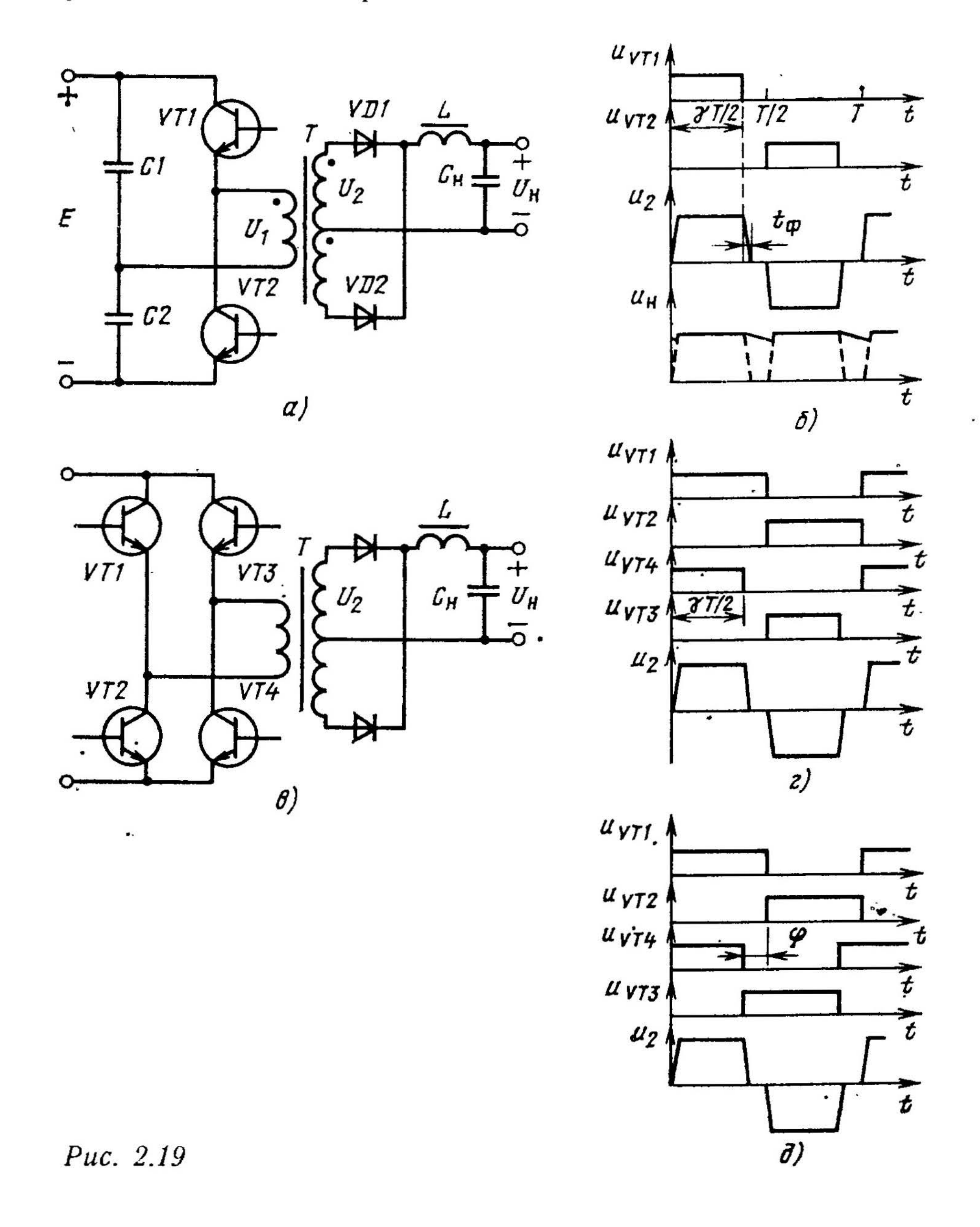


Рис. 2.19

Ток коллектора I_{Kmax}, по которому выбирается тип транзистора, для полумостовой схемы ТДК определяется из соотношения

$$I_{K\,max} = (2P_н/E\eta\gamma^2_{min}) + I'_L, \quad (2.16)$$

где I'_L — приведенный к первичной цепи ток сглаживающего дросселя. Для мостовой схемы ТДК ток $I_{K\,max}$ по соотношению (2.16) должен быть уменьшен в 2 раза, поэтому такие схемы находят применение в устройствах, рассчитанных на более высокую мощность (0,5—2 кВт), чем полумостовые схемы. Напряжение на транзисторе $U_{Kэ}$ как у полумостовой схемы ТДК, так и в мостовой достигает уровня E_{max}.

Емкость конденсатора входного делителя для полумостовой схемы ТДК (рис. 2.19, *а*) рассчитывают исходя из допустимой амплитуды (размаха) пульсаций $U_п$ выбранного типа конденсатора по формуле

$$C_1 = P_н/4\eta f_п\, U_п\, E_{min}.$$

Минимальная индуктивность L дросселя выходного фильтра рассчитывается при условии безразрывности тока I_L дросселя согласно выражению

$$L \geqslant U_н\,(1 - \gamma_{min})/2I_{н\,min}\, f_п,$$

а максимальный ток дросселя

$$I_{L\,max} = I_н + I_L = (E_{max}/2k - U_н)\,\gamma_{min}/4Lf_п + I_н,$$

где соотношение $E_{max}/2k$ соответствует полумостовой схеме ТДК, а для мостовой схемы оно равно E_{max}/k. Амплитуду первой гармоники тока I_{L1m} дросселя можно определить из выражения $I_{L1m} = I_L/2\pi^2\,\gamma_{min}\,(1 - \gamma_{min})$.

Емкость конденсатора $C_н$ выходного сглаживающего фильтра с учетом требования по уровню пульсаций напряжения на нагрузке $U_п$ можно найти из выражения $C_н = I_{L1m}/4\pi U_п\, f_п \approx U_н\,(1 - \gamma_{min})/8LU_п\, f^2_п$. Согласно рис. 2.19, *г* управление одним плечом транзисторов, например *VT1*, *VT2*, мостового инвертора рис. 2.19, *в* осуществляется импульсами длительностью в один полупериод, для получения которых может использоваться совмещенная схема (рис. 2.20) основного мостового инвертора на транзисторах *VT1*—*VT4*, трансформаторе *T1* и полумостового инвертора с самовозбуждением на конденсаторах *C1*, *C2*, транзисторах *VT1*, *VT2* и трансформаторе *T2*. Когда открыт транзистор *VT1* сигналом базовой обмотки $w_б$ и транзистор *VT4* сигналом с коэффициентом заполнения γ от УУ, происходит отдача энергии в нагрузку от источника E через трансформатор *T1*, а также отдача энергии конденсатора *C2* в цепь базы транзистора *VT1* через трансформатор *T2* и подзаряд конденсатора *C1*. Во время паузы, когда транзистор *VT4* закрыт, первичная обмотка трансформатора *T1* закорочена открытым транзистором *VT1* и диодом *VD1*. В данном устройстве мощность цепи управления транзисторами *VT3*, *VT4* может быть уменьшена в 2 раза

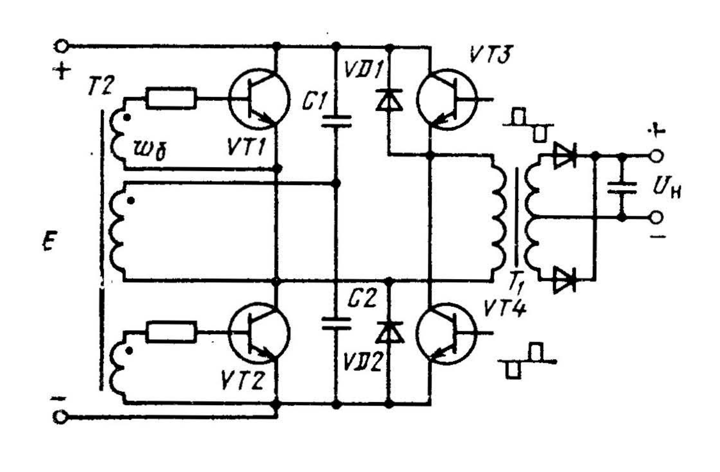


Рис. 2.20

по сравнению со схемами с независимым управлением.

В связи с тем, что автогенератор собран по схеме с коммутирующим трансформатором *T2*, включение закрытого транзистора происходит в результате закрывания открытого после того, как в нем полностью заканчивается процесс рассасывания избыточных носителей в области базы. Поэтому сквозные токи в транзисторах *VT1*, *VT2* практически отсутствуют.

Процесс коммутации мощных транзисторов конвертора с высоким входным напряжением (340—590 В) сопровождается значительными (двух-трехкратными от номинального значения) перегрузками по мгновенной (импульсной) мощности, что приводит к локальному перегреву коллекторного перехода транзистора и выходу его из строя. Такой режим обусловлен инерционностью применяемых в настоящее время высоковольтных транзисторов и высокочастотных диодов.

Постоянную времени транзистора τ_{VT} можно найти, зная модуль коэффициента его передачи $|h_{21э}|$ на высокой частоте f и пренебрегая сопротивлением эмиттера на больших токах [25]: $\tau_{VT} = 1/2\pi\,|h_{21э}|\,f$. Так, постоянная времени транзистора КТ809 при $f = 3{,}5$ МГц (модуль $|h_{21э}| = 1{,}5$) равна $\tau_{VT} = 0{,}03$ мкс.

Перегрузка транзисторов конвертора по мгновенной мощности при постоянной времени указанного порядка характерна для нерегулируемых мостовой и полумостовой схем ТДК из-за протекания в плече транзисторов сквозного тока. Такой режим и пути его устранения подробнее рассмотрены в гл. III.

Перегрузка транзисторов регулируемого конвертора по мгновенной мощности объясняется инерционностью диодов τ_{VD} выпрямителя и характерна тем, что по окончании паузы (при $\gamma < 1$) транзисторы плеча открываются на время восстановления обратного сопротивления диодов выпрямителя на короткозамкнутый контур. За время коммутации мощных транзисторов ток через дроссель фильтра не успевает существенно измениться (на рис. 2.20—2.23 этот дроссель не показан). Таким образом, в течение всего интервала рассасывания неосновных носителей заряда в базовых областях закрываемых диодов инвертор работает в режиме короткого замыкания на его выходе и, следовательно, выходное напряжение равно нулю. Ток через транзисторы быстро нарастает. При этом к открываемым транзисторам приложено полное напряжение сетевого выпрямителя. В результате изменяется смещение эмиттерного перехода, ток эмиттера оказывается неравномерно распределенным по пло-

щади перехода и сосредоточивается в периферийных областях эмиттера, наиболее близко расположенных к базовым контактам. Это ведет к локальным перегревам и к необратимым изменениям структуры транзистора.

Работа транзистора характеризуется временем его открытия и закрытия. Причем время закрытия транзистора больше времени его открытия на длительность процесса рассасывания $t_{\text{р}\,VT}$ избыточных носителей в базовом переходе закрываемого транзистора. Время рассасывания $t_{\text{р}VT}$ существенно зависит от степени насыщения таранзистора, и тем больше, чем выше степень его насыщения.

В инверторах, работающих на изменяющуюся нагрузку, при постоянном токе базы, который рассчитан из условия получения максимального тока коллектора $I_{\text{К}\,\max}$, степень насыщения транзисторов увеличивается с уменьшением тока нагрузки. Время рассасывания $i_{\text{р}VT}$ транзистора зависит от инерционности транзистора τ_{VT} и от параметров его управляющей и силовой цепей [25]:

$$t_{\text{р}VT} = \tau_{VT} \ln (I_{\text{Б}1} - I_{\text{Б}2})\, h_{21\text{Э}}/(I_{\text{К}\,\max} - h_{21\text{Э}} I_{\text{Б}2}),$$

где $I_{\text{Б}1}$, $I_{\text{Б}2}$ — соответственно токи базы транзистора при его открывании и закрывании. Таким образом, время рассасывания $t_{\text{р}VT}$ зависит от токов базы транзистора и будет максимальным при токе коллектора $I_{\text{К}} = 0$, т. е. в режиме холостого хода конвертора.

Время рассасывания $t_{\text{р}VT}$ определяет уровень динамических потерь транзисторов $P_{\text{д}VT}$, которые могут составлять для современных транзисторов до 10 % от выходной мощности конвертора. Мощность $P_{\text{д}VT}$ на интервале рассасывания избыточных носителей можно определить по выражению [26] $P_{\text{д}VT} = 2\, E h_{21\text{э}} I_{\text{Бнас}} t_{\text{р}\,VT}\, f_{\text{п}} \varepsilon$, где $\varepsilon = E_{\max}/E_{\min}$ — кратность изменения напряжения сетевого выпрямителя; $I_{\text{Бнас}}$ — ток базы насыщенного транзистора.

Расчет показал, что при напряжении питания 200 В и рабочей частоте $f_{\text{п}} = 20$ кГц динамические потери в инверторе с выходной мощностью 200 Вт составляют 35 Вт, а время рассасывания $t_{\text{р}VT} = 2{,}1$ мкс. Следовательно, КПД инвертора не превышает 85 % без учета статических потерь $P_{\text{с}VT}$, которые определяются для транзистора, находящегося в режиме насыщения, выражением $P_{\text{с}VT} = (I_{\text{Бнас}} U_{\text{БЭнас}} + I^2_{\text{К}\,\max} r_{VT})\, \gamma_{\max}/2\varepsilon$, где $U_{\text{БЭ нас}}$ — напряжение на переходе база—эмиттер насыщенного транзистора.

Современный высокочастотный диод, так же как и транзистор конвертора, характеризуется динамическими потерями, мощность которых определяется для каждого диода устройства выпрямления на этапе с восстановления обратного сопротивления диода согласно выражению [25] $P_{\text{д}\,VD} = 0{,}4\, k_{\text{В}}\, U_2 I_{\text{обр}} f_{\text{п}} \tau_{VD}$, где U_2 — напряжение на вторичной обмотке трансформатора; $I_{\text{обр}}$ — обратный ток перехода.

Коэффициент $k_{\text{В}}$ учитывает схему выпрямителя и для мостовой схемы равен единице, а для схемы со средней точкой — двум. Статические

потери мощности на диоде выпрямителя с LC-фильтром $P_{cVD} = 2(I_н^2 r_{VD} + I_н U_{отс}) + I_н^2 r_L$.

Уменьшить динамические потери в транзисторе для повышения КПД и функциональной надежности можно воздействием на цепь управления транзистора, что будет рассмотрено ниже, или на силовую цепь, что позволяет к тому же уменьшить перегрузку транзистора по мгновенной мощности.

Чтобы предотвратить вторичный пробой мощного транзистора инвертора из-за высокой концентрации энергии в объеме полупроводника при коммутационных процессах необходимо формировать режим безопасного переключения транзистора. Такой режим заключается в задержке нарастания тока коллектора $I_К$ при открывании транзистора (участок a — b на рис. 2.21), когда напряжение $U_{КЭ}$ уменьшается (участок f — b), или в задержке нарастания напряжения на коллекторе при закрывании (участок d — f), когда ток коллектора уменьшается от максимального значения $I_{К\ max}$ до нуля (участок k — d). На рис. 2.21 заштрихованная область диаграммы переключения транзистора соответствует недопустимому сочетанию тока и напряжения на транзисторе, при котором наступает необратимый тепловой пробой транзистора.

Уменьшить мгновенную мощность, выделяемую на транзисторах, можно ограничением тока коллектора с помощью ограничительного резистора, который автоматически включается в цепь питания конвертора на время восстановления обратного сопротивления диодов выпрямителя. Задержку нарастания тока коллектора во время открывания транзистора можно обеспечить с помощью задерживающего дросселя с самонасыщением, введенного в коллекторную цепь. В этом случае при открывании транзистора напряжение СВ практически полностью прикладывается к дросселю и по цепи коллектора протекает лишь ток намагничивания дросселя. Нагрузка включается при насыщении дросселя, время насыщения которого $t_s = 1{,}5$—2 мкс, если в базе транзистора уже сформировался достаточный заряд носителей. Поэтому процесс открывания транзистора проходит практически без динамических потерь. Необходимые параметры (число витков w и сечение магнитопровода s) для расчета дросселя можно найти из соотношения $t_s = ws(B_s - B_r)/E$, где B_s — индукция насыщения материала магнитопровода дросселя.

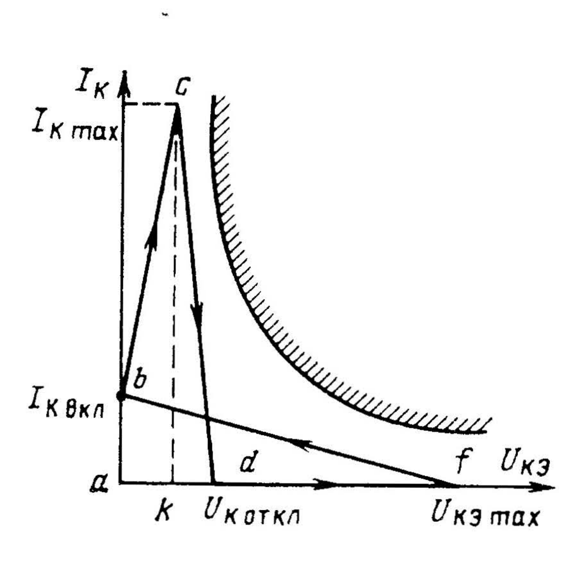
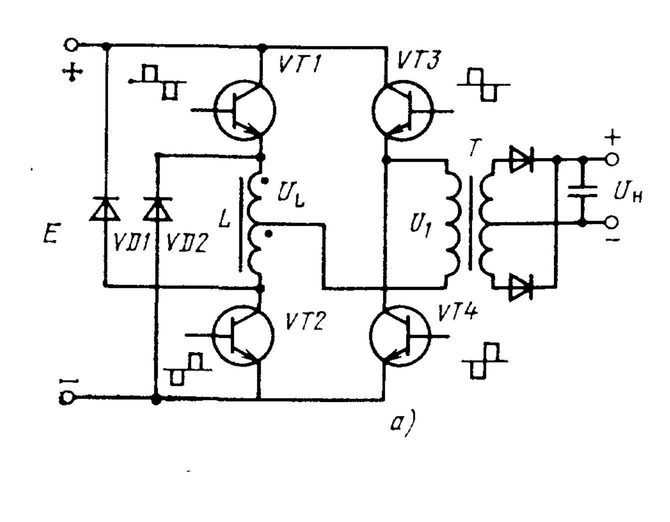


Рис. 2.21

На рис. 2.22, a приведена схема регулируемого мостового ТДК с



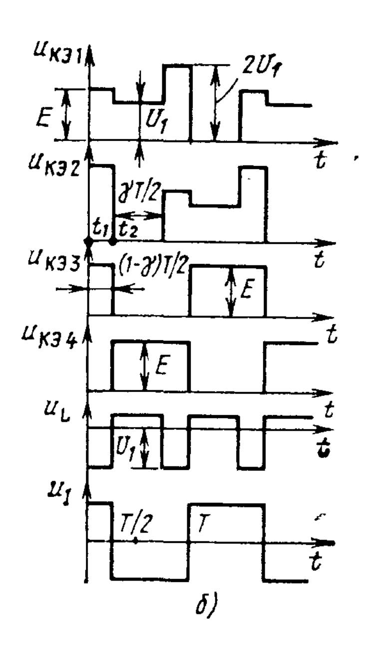


Рис. 2.22

дросселем L, обеспечивающим рассмотренную выше задержку открывания транзисторов, а на рис. 2.22, *б* — диаграммы напряжений на элементах [27]. Регулируемое плечо транзисторов *VT1, VT2* управляется импульсами с коэффициентом заполнения γ, определяемым отклонением напряжения на нагрузке от заданного. Нерегулируемое плечо транзисторов *VT3, VT4* управляется импульсами с длительностью в полупериод.

Открывание транзисторов *VT1, VT4* происходит с задержкой, обусловленной влиянием полуобмотки дросселя L. Во время открытого состояния транзисторов энергия источника передается в нагрузку через трансформатор T, а также накапливается энергия в дросселе L. Напряжение U_1 на первичной обмотке трансформатора будет меньше напряжения E источника на напряжение U_L на дросселе без учета падения напряжения на транзисторах в прямом направлении.

Эффективным средством уменьшения мгновенной мощности на транзисторе при его закрывании является введение параллельно коллекторно-эмиттерному переходу задерживающей цепочки *ЗЦ*, состоящей из резистора $R2$, емкости C и диода VD, как показано на рис. 2.23 [28]. В этом случае задержка нарастания напряжения на коллекторе транзистора при его закрывании происходит потому, что напряжение на конденсаторе, а следовательно, и на транзисторе возрастает по экспоненте с постоянной времени $(R1+R2)\,C$. В регулируемом мостовом ТДК на интервале паузы напряжение сетевого выпрямителя E распределяется примерно поровну на транзисторах и на конденсаторах. Однако при включении пары транзисторов одного плеча инвертора на другой паре транзисторов, которая в этот полупериод закрыта, напряжение на каждом транзисторе повышается до уровня E. Это означает дозаряд соответствующего конденсатора цепочки значительным током, который протекает через открывающийся транзистор, что недопустимо. Для ограничения

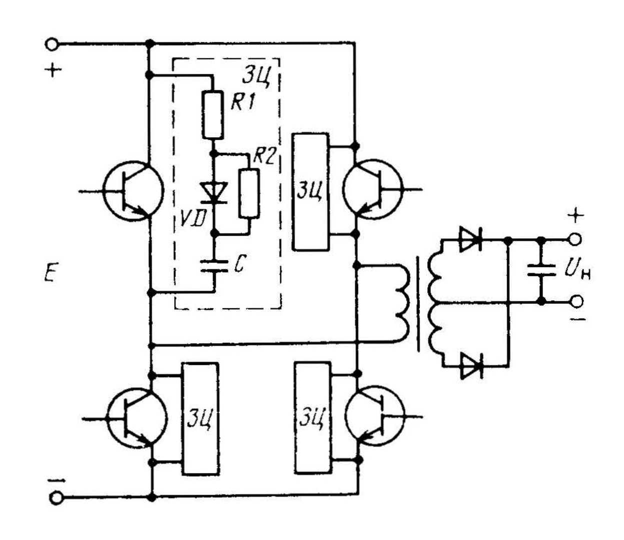


Рис. 2.23

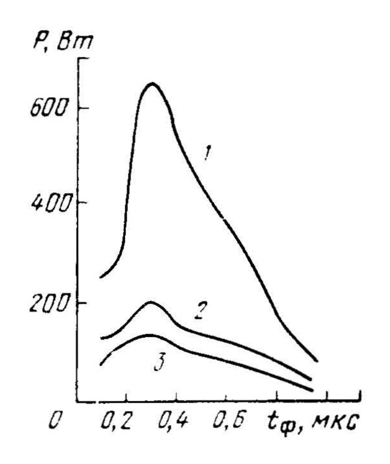


Рис. 2.24

этого тока последовательно с конденсатором необходимо включить ограничивающий резистор *R1*, который не меняет траекторию изменения напряжения на коллекторно-эмиттерном переходе при закрывании транзистора и обеспечивает эффективный отвод тока из цепи коллектора, способствуя тем самым снижению динамических потерь на закрывание транзистора.

В этом случае несколько увеличиваются динамические потери на открывание транзистора из-за добавления тока дозаряда конденсатора цепочки к коммутационному пику тока коллектора. Поэтому эффективным средством уменьшения динамических потерь как на открывание, так и на закрывание транзистора в конверторах является совмещение двух описанных способов.

На рис. 2.24 приведены экспериментально снятые зависимости мгновенной мощности P на транзисторе от длительности фронта $t_ф$ нарастания тока для регулируемого мостового ТДК, имеющего задерживающие цепочки и дроссель на выходную мощность 400 Вт. Кривая *1* соответствует зависимости $P = f(t_ф)$ для транзистора без применения средств уменьшения потерь, кривая *2* соответствует зависимости для транзистора при его закрывании, а кривая *3* — при его открывании с применением цепочки и дросселя. Видно, что применение этих средств позволило снизить мгновенную мощность на транзисторе в 3—4 раза.

2.4. НЕРЕГУЛИРУЕМЫЕ ДВУХТАКТНЫЕ КОНВЕРТОРЫ

В ИВЭП с бестрансформаторным входом, выполненных на основе нерегулируемого мостового или полумостового ТДК, после СВ имеется импульсный регулятор напряжения (ИРН) понижающего типа. В полумостовой схеме ТДК (рис. 2.25), когда транзистор *VT2* открыт, а *VT3* закрыт, первичная обмотка трансформатора *T* подключается

к конденсатору $C1$, который на нее разряжается. Одновременно с током разряда конденсатора $C1$ по обмотке протекает ток подзаряда $C2$. Во второй полупериод, когда открыт $VT3$, происходит разряд конденсатора $C2$ и подзаряд $C1$.

Форма выходного напряжения $U_н$ нерегулируемого ТДК представляет собой меандр, что допускает применение емкостного фильтра $C_н$ на выходе высокочастотного выпрямителя. Параметры этого фильтра рассчитывают исходя из размаха пульсаций $U_п$, появляющихся из-за возможной несимметрии выпрямленного напряжения прямоугольной формы за полупериоды, а также длительности фронта $t_ф$, обусловленного инерционностью переключения мощных транзисторов конвертора $C_н = P_н t_ф / U_н U_п$. Максимальный ток $I_{К\,max}$ коллекторов транзисторов в нерегулируемом мостовом ТДК определяется из соотношения $I_{К\,max} = P_н/\eta U_р$, где $U_р$ — выходное напряжение ИРН.

В полумостовой схеме напряжение, подводимое к первичной обмотке трансформатора, составляет половину входного напряжения, а в мостовой схеме — полностью входное напряжение. Поэтому ток $I_{Кmax}$ в полумостовой схеме в 2 раза больше, чем в мостовой, и, следовательно, при одинаковых коллекторных токах мощных транзисторов мостовая схема ТДК может быть рассчитана на выходную мощность в 2 раза большую, чем полумостовая схема ТДК. Габаритная мощность трансформатора нерегулируемого ТДК равна 1,41 требуемой его выходной мощности.

Сглаживающий фильтр импульсного регулятора включает LCD-фильтр, работающий при высоком входном напряжении СВ. Это позволяет получить при определенных параметрах дросселя L минимальную емкость конденсатора C, т. е. значительно уменьшить массогабаритный показатель фильтра. Если используется полумостовая схема ТДК, то емкость фильтра является одновременно емкостным делителем конвертора ($C1$, $C2$) и емкость конденсатора делителя определяется согласно выражению $C_д = P_н/4\eta f_п U_п U_р$, где $f_п$ — частота переключения мощного транзистора ИРН.

Индуктивность L дросселя LCD-фильтра ИРН доожна рассчитываться из условия безразрывности тока дросселя $L \geqslant E_{max}\,\gamma_{min} \times (1 - \gamma_{min})/2\,I_р f_п$, где $\gamma_{min} = U_р/E_{max}$ — коэффициент заполнения импульсов управления транзистором регулятора; $I_р$ — выходной ток ИРН.

Максимальный ток коллектора $I_{К1\,max}$ мощного транзистора $VT1$ регулятора, по которому выбирается его тип, состоит из среднего значения тока I_L дросселя L и тока $I_р$ конвертора

$$I_{К1\,max} = I_р + I_L = (P_к/E\gamma) + [E\gamma\,(1-\gamma)/2f_п\,L],$$

где $P_к = R_н/\eta$ — мощность конвертора с учетом его КПД.

Напряжение $U_р$ на выходе ИРН прямо пропорционально коэффициенту заполнения импульсов управления $U_р = \gamma E$, и оно не должно превышать уровня допустимого напряжения на мощных транзисторах

ТДК с учетом коэффициента запаса транзистора по напряжению $k_з$. Мощный транзистор регулятора и обратный диод выбирают по допустимому напряжению исходя из максимального напряжения E_{max} СВ с учетом коэффициента запаса $k_з$. Например, если использовать в схеме мостового или полумостового конвертора транзисторы с допустимым напряжением 400 В (КТ809А) и принять $k_з = 0,7$, то выходное напряжение ИРН не должно превышать 280 В, а в регуляторе при $E_{max} = 590$ В необходимо включить последовательно три транзистора данного типа, что приведет к значительному усложнению схемы.

Требуемое снижение напряжения $U_{КЭ}$ на мощном транзисторе ИРН и соответственно на обратном диоде достигается формированием дополнительного источника напряжения $U_{доп}$, подключаемого к транзистору (рис. 2.26), когда он закрыт. В этом случае транзистор выбирают по напряжению ИРН из условия

$$U_{КЭ} = E_{max} - U_{доп} < U_{КЭ\,доп}.$$

Данный путь снижения напряжения $U_{КЭ}$ приводит к неполной модуляции входного напряжения E, т. е. наблюдается уменьшение амплитуды широтно-модулированных импульсов на выходе регулирующего транзистора ИРН при одновременном расширении диапазона изменения их длительности практически до предельных значений.

Таким образом, за счет уменьшения допустимого диапазона регулирования выходного напряжения $U_р$ уровень его выходного напряжения снижается согласно выражению $U_р = (E - U_{доп})\gamma + U_{доп}$ и при максимальном напряжении E_{max} коэффициент заполнения импульсов γ равен нулю, а $U_р = U_{доп} = E_{mim}$, т. е. мощный транзистор и обратный диод ИРН выбирают по напряжению исходя дз диапазона изменения напряжения сети $U_{КЭ} = E_{max} - E_{min}$.

Роль дополнительного источника может выполнять дроссель сглаживающего фильтра ИРН с частичным включением его обмотки в силовую цепь или конденсатор. Частичное включение обмотки дросселя L_1 (рис. 2.27, *а*) применяют для мостовой схемы ТДК. Его индук-

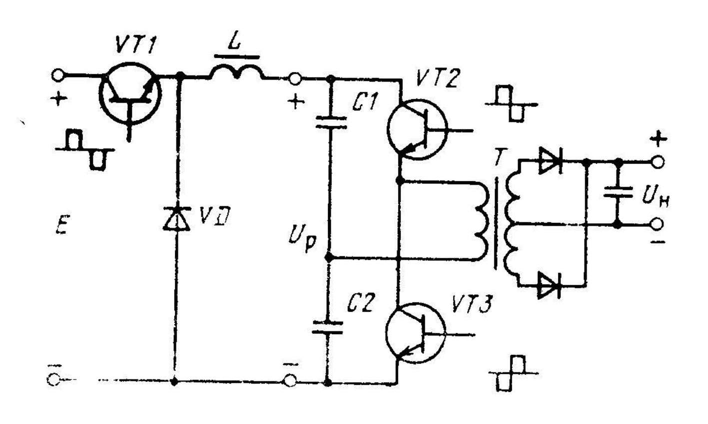


Рис. 2.25

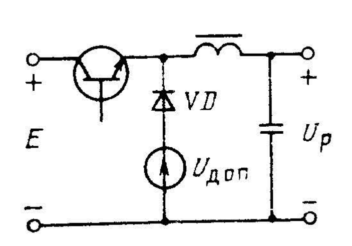


Рис. 2.26

тивность L_1 определяется по формуле [29] $L_1 = Ek_L\gamma/2I_{p}f_{п}a(k_L - 1)$, где $a = k_L\gamma - \gamma + 1$; $k_L = (w_1 + w_2)/w_2$ — коэффициент включения дросселя L, а индуктивность всего дросселя L должна быть увеличена по сравнению с дросселем $L1$ на коэффициент включения k_L, т. е. $L = k_L L_1$,

Емкость конденсатора

$$C = \frac{P_{н}}{2\eta f_{п} U_{п} E}\left(1 - \frac{a}{k_L}\right).$$

Напряжение на выходе ИРН связано с напряжением СВ соотношением $U_{р} = Ek_L\gamma/a$, и мощный транзистор ИРН должен выбираться по напряжению из условия $U_{КЭ} = E_{max}/a < U_{КЭ\ доп}$, т. е. уменьшенному в a раз. При этом к обратному диоду VD будет приложено напряжение $U_{VD} = E_{max}k_L/a$, увеличенное по сравнению с напряжением на транзисторе в k_L раз. Например, при $E_{max} = 590$ В, $k_L = 1{,}3$ и $\gamma_{min} = 0{,}4$ напряжение на выходе ИРН $U_{р} = 271{,}5$ В, что несколько меньше напряжения $k_3U_{КЭ\ доп} = 280$ В, а напряжение на транзистое $U_{КЭ} = 526$ В, что позволяет включить последовательно лишь два транзистора с $U_{КЭ\ доп} = 400$ В. Однако напряжение на диоде возрастает до $U_{VD} = 686$ В.

На рис. 2.27, *б* приведена схема, роль дополнительного источника в которой выполняет конденсатор *C1*, а дроссель L содержит две обмотки w_1, w_2, [30]. Когда транзистор *VT* открыт, происходит накопление энергии первичной обмоткой w_1 дросселя L. После его закрытия под действием ЭДС самоиндукции обмотки w_1 открывается обратный диод *VD1* и к коллекторно-эмиттерному переходу транзистора *VT* прикладывается напряжение конденсатора *C1*, которое всегда меньше входного напряжения E и определяется согласно выражению $U_{КЭ} = U_{c1} = E_{min} - U_{р}k'_L/(1 + k'_L)$, где $k'_L = w_2/w_1$ — коэффициент трансформации дросселя L.

Из-за магнитной связи между обмотками w_1 и w_2 открывается также диод *VD2* и конденсатор *C3* подзаряжается энергией, накопленной дросселем L за время, когда транзистор *VT* был открыт. Напряжения на конденсаторах *C2*, *C3* распределяются пропорционально числу витков обмоток w_1 и u_2, и в случае применения полумостовой схемы ТДК числа их витков должны быть одинаковы ($k'_L = 1$) при большом коэффициенте магнитной связи.

Связь выходного напряжения $U_{р}$ ИРН с входным при $k'_L = 1$ определяется выражением $U_{р} = 2\gamma E/(1 + \gamma)$.

Для данной схемы при напряжениях $E_{max} = 590$ В, $U_{р} = 271$ В и при $\gamma_{min} = 0{,}3$ максимальное напряжение на двух последовательно включенных транзисторах регулятора находится на уровне 450 В, что позволяет значительно повысить запас транзисторов по напряжению. Такой же эффект снижения напряжения на мощном транзисторе ИРН с использованием мостового ТДК без усложнения конструкции дросселя может быть достигнут за счет использования трансформа-

тора, первичная обмотка которого имеет среднюю точку (рис. 2.27, *в*) [31]. Роль дополнительного источника выполняет половина первичной обмотки трансформатора, к средней точке которого подключен обратный диод *VD*.

Если в качестве первичного источника используется трехфазная сеть с нулевым проводом, то для снижения напряжения на мощном транзисторе ИРН в качестве дополнительного источника $U_{доп}$ можно применить конденсатор [32]. В этом случае, как показано на рис. 2.28, *а*, конденсатор *C1*, выполняющий роль вспомогательного источника, заряжается через диод *VD1* до фазного напряжения сети $U_{доп} = E/\sqrt{3}$ (рис. 2.28, *б*). Диод *VD1* кроме выпрямления фазного напря-

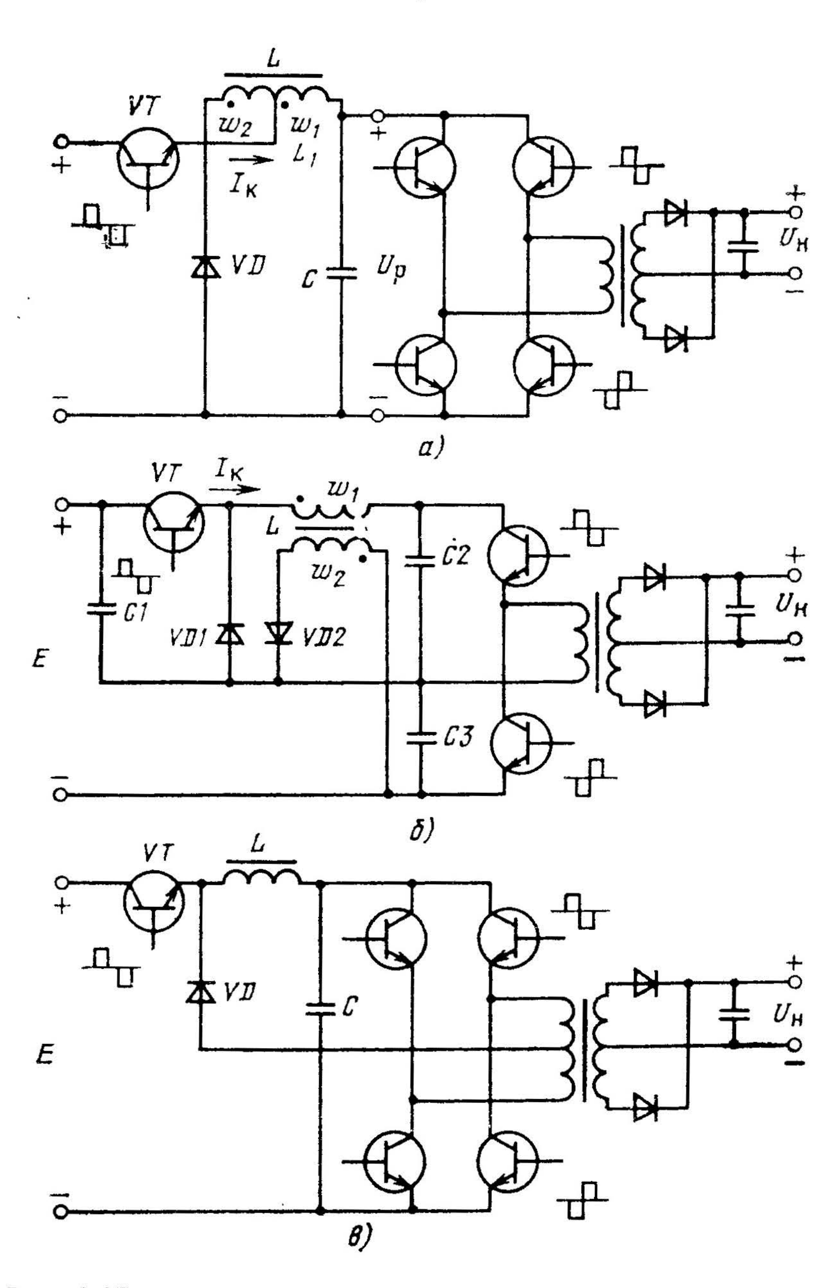


Рис. 2.27

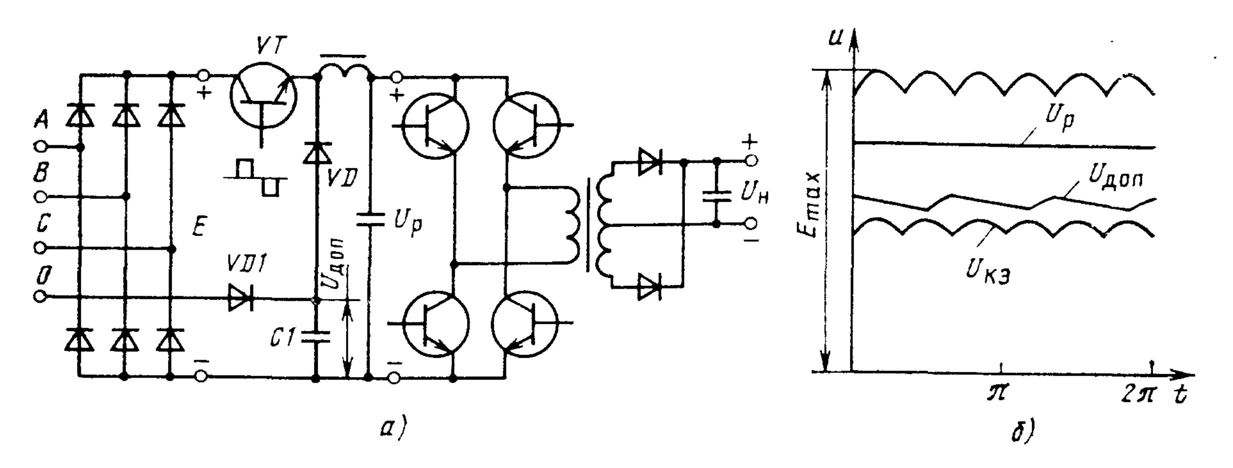


Рис. 2.28

жения сети исключает разряд конденсатора *C1* через нулевой провод во время открытого состояния мощного транзистора *VT* на интервалах времени, когда фазные напряжения сети ниже напряжения на конденсаторе *C1*.

Связь выходного напряжения $U_р$ ИРН с напряжением сети определяется выражением $U_р = \gamma E + U_{доп}(1 - \gamma)$, а максимальное напряжение на транзисторе *VT* в данной схеме $U_{КЭ\ max} = E - U_{доп} = 0{,}42\ E$.

Если принять, что $E_{max} = 590$ В, то к транзистору *VT* будет приложено напряжение $U_{КЭ\ max} = 248$ В, что позволяет использовать только один транзистор с допустимым напряжением $U_{КЭ\ доп} = 400$ В, а напряжение на выходе ИРН будет поддерживаться на уровне $U_р = U_{доп} = 382$ В при $\gamma_{min} = 0{,}2$, что требует последовательного включения двух мостовых или полумостовых схем ТДК даже при предельном значении коэффициента $\gamma_{min} = 0$. Одними из недостатков мостового ТДК являются токовая нагрузка на нулевой провод и протекание по активным элементам в момент включения значительного тока заряда конденсатора *C1*.

Вопросы проектирования и анализа электромагнитных процессов в основных узлах ИВЭП с бестрансформаторным входом, выполненных на основе ИРН с неполной глубиной модуляции входного напряжения, нашли наиболее полное отражение в [25].

Нерегулируемые ТДК, рассчитанные на выходную мощность до 100 Вт и включаемые после понижающего ИРН на напряжение $U_р \leqslant 280$ В, как правило, выполняют по полумостовой схеме с самовозбуждением и с насыщающимся трансформатором.

На рис. 2.29 показана схема нерегулируемого ТДК, в которой коммутирующим элементом является двухобмоточный (w_{L1}, w_{L2}) нелинейный доссель *L* с насыщающимся магнитопроводом [33]

В исходном состоянии открыт, например, транзистор *VT1*, а транзистор *VT2* закрыт за счет сигналов $U_б$ базовых обмоток, которые обеспечивают положительную обратную связь (ПОС). Через открытый

переход эмиттер — база транзистора *VT1* и диод *VD2* обмотка w_{L1} дросселя *L* подключена к напряжению U_1 дополнительной обмотки. Следовательно, ток базы $I_Б$ открытого транзистора *VT1* равен разности тока, протекающего через резистор $R_б$ от базовой обмотки, и тока I_μ, намагничивающего дроссель *L*: $I_Б (U_б - U_2)/R_б - I_\mu$, где $U_б$, U_2 — напряжения базовой обмотки и на эмиттерном переходе насыщенного транзистора соответственно.

При ненасыщенном магнитопроводе дросселя *L* ток I_μ мал и по значению во много раз меньше тока, протекающего через резистор $R_б$. Чтобы выполнялось это требование, дроссель изготавливают на магнитопроводе, имеющем прямоугольную петлю намагничивания. При насыщении магнитопровода дросселя ток в нем резко возрастает и становится больше тока в резисторе $R_б$, что приводит к изменению направления протекания базового тока транзистора *VT1*. Начинается процесс его закрывания.

По окончании процесса рассасывания избыточного заряда в области базы происходит открывание транзистора *VT2* за счет действия ПОС. Полярности напряжений на обмотках трансформатора *T* при этом изменяются на противоположные и описанные выше процессы повторяются для *VT2*.

Частота переключений $f_п$ транзисторов определяется согласно выражению $f_п = (U_1 + U_2 + U_{VD})/4w_L B_s s$, где U_{VD} — падение напряжения на диоде *VD2* (*VD3*) в прямом направлении; w_L — число витков обмотки дросселя *L*.

Трансформатор должен быть рассчитан таким образом, чтобы за время рабочего полупериода индукция в его магнитопроводе не достигала индукции насыщения B_s.

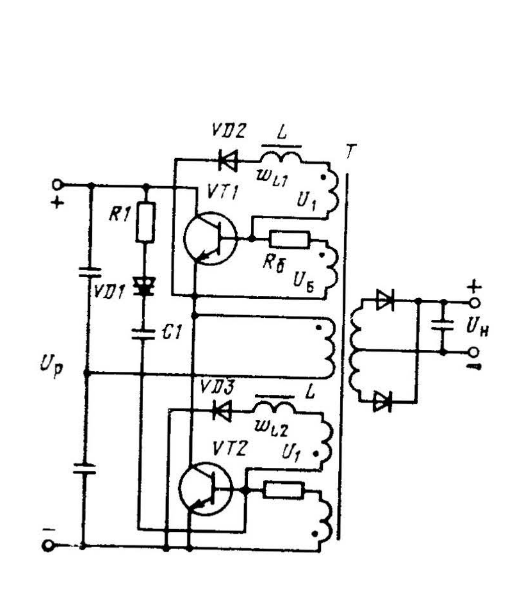


Рис. 2.29

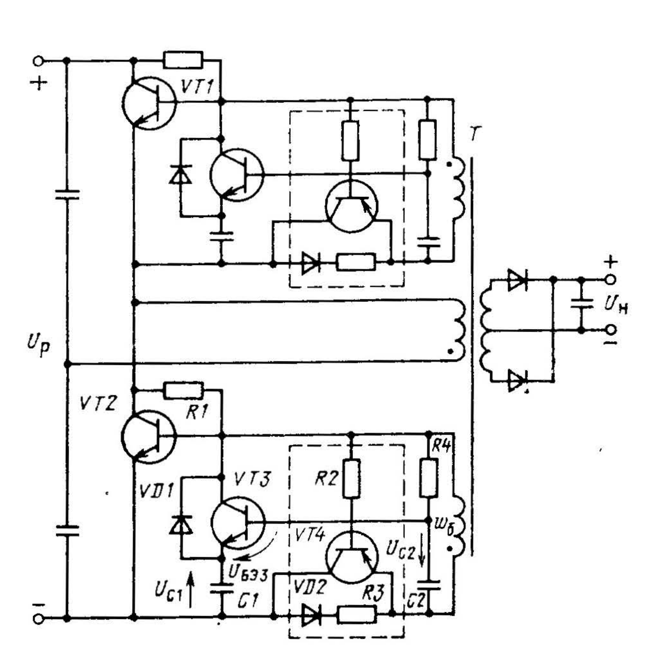


Рис. 2.30

В данной схеме процесс переключения мощных транзисторов начинается не с увеличения тока в коллекторе открытого транзистора (как это имеет место в схемах с насыщающимся трансформатором), а с уменьшения базового тока. Благодаря этому в таких устройствах коммутационные перегрузки мощных транзисторов отсутствуют. Запуск схемы осуществляется с помощью цепочки, состоящей из элементов *R1*, *C1* и динистора *VD1*.

В качестве коммутирующего элемента в нерегулируемых ТДК можно использовать *RC*-цепочку. Это позволяет построить конвертор с единственным магнитным элементом — трансформатором *T*, и он может быть выполнен в виде законченного преобразовательного модуля в гибридно-пленочном исполнении базовой цепи для многомодульных структур ИВЭП. На рис. 2.30 приведена схема нерегулируемого ТДК с коммутирующей *RC*-цепочкой [34]. Одним из достоинств схемы является то, что в ней осуществляется автоматическое симметрирование длительностей и амплитуд импульсов на обмотках трансформатора за полупериоды.

Схемы управления мощными транзисторами *VT1*, *VT2* одинаковы, и, например, схема для управления *VT2* включает времязадающую (*C2R4*) и накопительную (*VT3*, *VD1*, *C1*) цепи, подключенные к базовой обмотке $w_б$, а также цепь запуска, состоящую из элементов *R1*, *R2*, *VD2*, *VT4*. При подключении напряжения $U_р$ транзистор *VT4* закрыт и, следовательно, отключена базовая цепь *VT2*, что позволяет уменьшить ток смещения, протекающий через резистор *R1*. В каждый полупериод происходит сравнение амплитуд соседних импульсов и их разность, складываясь с напряжением на конденсаторе *C2*, прикладывается между базой и эмиттером транзистора *VT3* ($U_{БЭ3}$).

Благодаря действию сигнала ПОС с обмотки $w_б$ схема имеет два состояния квазиустойчивого равновесия, когда один из мощных транзисторов находится в режиме насыщения (открыт), например *VT1*, а второй *VT2* — в режиме отсечки (закрыт). Из-за действия ПОС конвертор находится в таком состоянии некоторое время и конденсаторы *C1* и *C2* заряжаются от напряжения обмотки $w_б$ соответственно через открытый *VT4*, *VD1* и резистор *R4*. К концу следующего полупериода, когда транзистор *VT2* открыт, напряжение $U_{БЭ3}$ будет определяться напряжением на конденсаторах *C1*, *C2*, резисторе *R3* и открытом диоде *VD2*: $U_{БЭ3} = (U_{C1} - U_{R3} - U_{VD2}) + U_{C2} = \Delta U + U_{C2}$.

Конденсатор *C2*, заряженный до напряжения обмотки $w_б$, перезаряжается через резистор *R4*. При этом какое-то время напряжение $U_{БЭ}$ отрицательно (закрывающей полярности) и по мере перезаряда $U_{БЭ3}$ сменит свою полярность и достигнет напряжения открывания транзистора *VT3*.

При открывании транзистора *VT3* его коллекторный ток резко увеличивается, вызывая соответствующее уменьшение тока базы мощного транзистора *VT2*, что в конечном счете приводит к переходу последнего из состояния насыщения в режим усиления, когда напряжение на

нем возрастает, а ток коллектора становится пропорционален току базы. С этого момента наступает регенеративный процесс, в результате которого транзистор *VT2* переходит в режим отсечки, а транзистор *VT1* — в режим насыщения. Таким образом, цепь перезаряда конденсатора *C2* является цепью, задающей время нахождения схемы в состоянии квазиустойчивого равновесия, и ее постоянная времени определяется параметрами конденсатора *C2* и резистора *R4*. Для частоты преобразования 20 кГц емкость конденсатора *C2* составляет 22 нФ, а сопротивление резистора *R4* 330 Ом. Постоянная времени выбирается такой, чтобы опрокидывание схемы происходило раньше, чем наступит насыщение магнитопровода трансформатора.

Пусть несимметрия схемы привела к тому, что напряжение на обмотке $w_б$ в предыдущий полупериод больше, чем в настоящий, когда, например, транзистор *VT2* открыт. Тогда разность напряжений ΔU на конденсаторе *C1* и резисторе *R3* возрастает и станет больше своего номинального уровня $\Delta U^{б}_{ном}$. При этом напряжение $U_{БЭ3}$ достигнет напряжения открывания *VT3* раньше, что приведет к уменьшению длительности импульса. Если $\Delta U < \Delta U_{ном}$, то длительность импульса увеличивается, а его амплитуда уменьшается. Таким образом, в каждом плече схемы сравниваются амплитуды смежных импульсов и при появлении разности между ними происходит соответствующая корректировка длительности генерируемых импульсов.

Из-за допустимого разброса емкости конденсаторов делителя (15—20 %) от номинального значения, например для конденсаторов типа К50-27, в полумостовой схеме ТДК наблюдается неравномерность распределения входного напряжения *E* между конденсаторами делителя, что приводит к потере ее работоспособности. На рис. 2.31 приведена схема полумостового ТДК с выравниванием напряжений на конденсаторах делителя с помощью дополнительной обмотки w_2на трансформаторе *T* с числом витков равным числу витков w_1, но намотанной сравнительно более тонким проводом. Обмотка w_2 связана с напряжением *E* через диоды *VD1*, *VD2* [35].

При нарушении равенства напряжений на конденсаторах делителя *C1*, *C2*, например $U_{C1} > U_{C2}$ во время открытого состояния транзистора *VT1*, в обмотке w_2 возникает ЭДС с полярностью, открывающей диод *VD2*. Через этот диод потечет ток дозаряда конденсатора *C2*, в результате произойдет выравнивание напряжений на конденсаторах. Если напряжение $U_{C2} > U_{C1}$, то конденсатор *C1* будет заряжаться напряжением обмотки w_2 и напряжения на конденсаторах опять будут автоматически выравниваться. Однако в данной схеме даже при полной симметрии напряжений на конденсаторах делителя

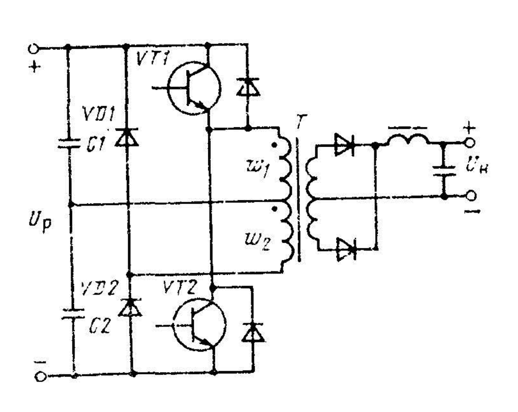


Рис. 2.31

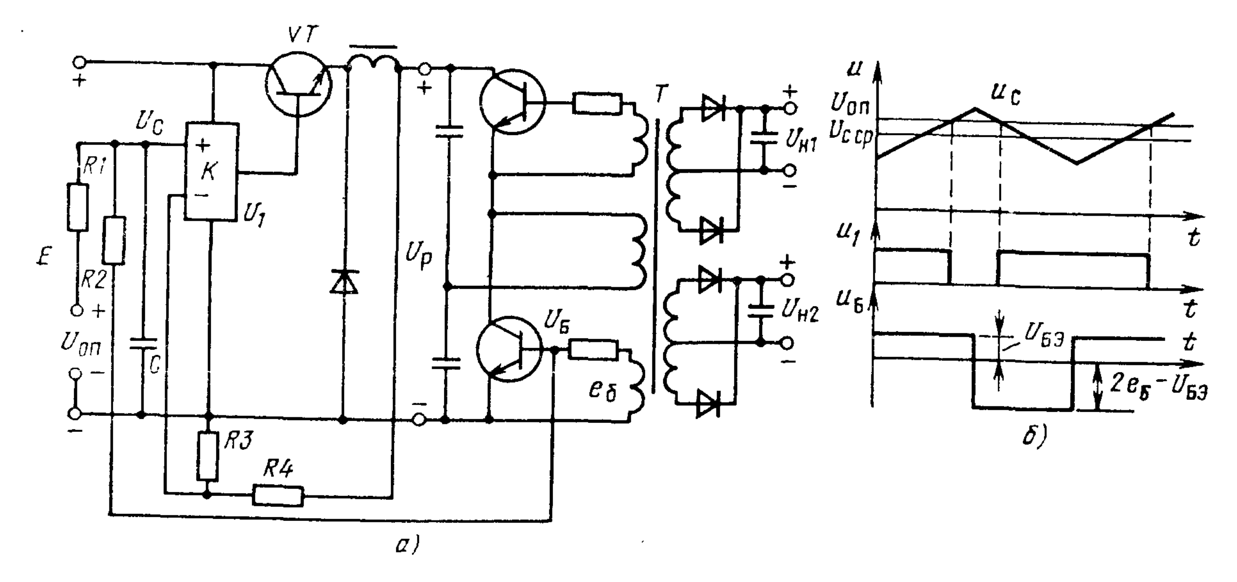


Рис. 2.32

транзисторы *VT1*, *VT2* включаются на емкостную нагрузку. Это сопровождается броском их коллекторного тока, для ограничения которого необходимо вводить в коллекторную цепь каждого транзистора дроссель, выполняющий одновременно функции формирования безопасной траектории изменения тока при открывании транзисторов.

Источник вторичного электропитания с бестрансформаторным входом может быть выполнен на основе нерегулируемого ТДК и ИРН, устройство обратной связи которого подключается ко входу конвертора, а не к его выходу. Такая структура построения ИВЭП необходима для получения различных по уровню стабилизированных напряжений при гальваническом разделении входной и выходных цепей. Повысить точность стабилизации выходных напряжений многоканального источника, построенного по данной структуре, можно, используя схему, показанную на рис. 2.32, *а* [36].

В схему ИРН введен компаратор *К*, собранный на интегральном УПТ, выход которого подсоединен к управляющему переходу мощного транзистора *VT* ИРН, а первый его вход («+» на схеме) и второй («—» на схеме) — соответственно к выходу первого (*R1*, *R2*) и выходу второго (*R3*, *R4*) делителей напряжения. Напряжения на входах компаратора в установившемся режиме обеспечивают работу ИРН в режиме, необходимом для поддержания на входе конвертора требуемого уровня напряжения $U_р$ за счет осуществления широтно-импульсного управления U_{VT} регулятора (рис. 2.32, *б*).

В данном режиме напряжение прямоугольной формы $U_Б$, снимаемое с базы одного из мощных транзисторов конвертора, преобразуется с помощью интегрирующей цепочки на элементах *R2*, *C* в пилообразное напряжение U_C, среднее значение $U_{C\,ср}$ которого линейно зависит от среднего значения напряжения на базе транзистора конвертора

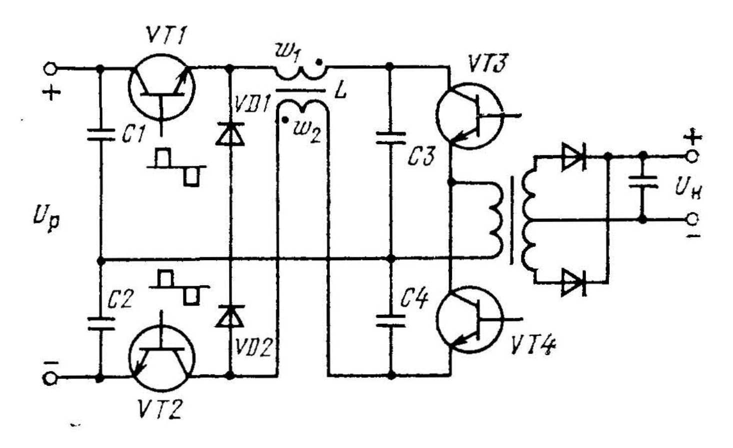


Рис. 2.33

$U_{Б\ ср} = e_б - U_{БЭ}$. При изменении (увеличении) выходного напряжения возрастает ЭДС $e_б$, что приводит к уменьшению напряжения $U_{C\ ср}$ на первом входе компаратора, в то время как на его втором входе напряжение возрастает пропорционально напряжению $U_р$. Таким образом, при любых изменениях выходного напряжения $U_р$ ИРН приращения напряжений на входах компаратора имеют противоположный знак, что увеличивает точность стабилизации напряжения $U_р$. Кроме того, ИРН имеет температурную компенсацию напряжения $U_р$, поскольку в выражение для $U_{C\ ср}$ входят прямые падения напряжений непосредственно на переходах транзисторов.

Регулирующий элемент ИРН, как правило, предусматривает последовательное соединение нескольких транзисторов. Для выравнивания напряжения на транзисторах, когда они закрыты, применяются шунтирующие резисторы, сопротивление которых рассчитывается по формуле $R_ш = U_{обр}/N_{VT}\ I_R$, где $U_{обр} = E_{max} - U_р$ — максимальное обратное напряжение, приложенное к закрытым транзисторам; $N_{VT} = U_{обр}/U_{КЭ}$ — число последовательно включенных транзисторов с допустимым напряжением $U_{КЭ}$; $I_R = (3 - 5)\ I_{обр}$ — ток через резисторы с учетом допустимого обратного тока транзистора. Введение $R_ш$ приводит к дополнительным потерям мощности. Наилучшее распределение напряжений между транзисторами может быть обеспечено за счет использования напряжений, снимаемых с дополнительных обмоток дросселя фильтра и включенных последовательно через выпрямительные диоды.

Вместо последовательного включения транзисторов в ИСН можно использовать последовательное соединение двух ИСН, как показано на рис. 2.33 [37]. В схеме применен дроссель L, который имеет две обмотки w_1, w_2 с одинаковым числом витков. Благодаря этому при синхронном и синфазном переключении транзисторов *VT1*, *VT2* происходит автоматическое выравнивание напряжений на них. В интервале $(1 - \gamma)\times$ $\times T/2$, когда транзисторы *VT1*, *VT2* закрыты, к конденсаторам *C3*, *C4* прикладываются через диоды *VD1*, *VD2* напряжения от соответствую-

щих обмоток дросселя, что приводит к выравниванию напряжений как на конденсаторах *C3*, *C4*, так и на конденсаторах *C1*, *C2*. Причем суммарная индуктивность двух обмоток дросселя, равная $4L_{min}$, при которой обеспечивается непрерывность тока дросселя, должна быть увеличена в $1/1 - \frac{\Delta U_C}{2I_н r_2}$ раз, где $\Delta U_C = U_{C3} - U_{C4}$ — разность напряжений на конденсаторах *C3* и *C4*; r_2 — активное сопротивление обмотки w_2. Рассчитать разность ΔU_C сложно, поэтому при расчетах ее значением задаются или определяют экспериментально.

2.5. ДИСКРЕТНЫЕ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ОРГАНЫ

В зависимости от задачи, решаемой ИВЭП (стабилизация, регулирование, повышение надежности), его ДИО, как уже отмечалось в § 1.3, может быть выполнен на основе коммутации конверторов, инверторов, трансформаторов или ТВУ. Показанный на рис. 1.4 ДИО с коммутацией инверторов с трансформаторным выходом на общий магнитопровод имеет серьезный недостаток — сложность изготовления трансформатора с большим числом выводов.

В ДИО, выполненном на отдельных трансформаторах, для стабилизации или регулирования напряжения может применяться соединение вида ПР—ПС (рис. 2.34, *а*) или ПС—ПР (рис. 2.34, *б*) с коммутацией трансформаторов на первичной или вторичной стороне. Изображенные на рис. 2.34 схемы ДИО работают в режиме стабилизации напряжения, так как в них присутствует основной трансформатор $T_о$ и коммутируемые T_i.

Для схемы ДИО (рис. 2.34, *а*) напряжение $U_н$ определяется коэффициентом трансформаций лишь тех трансформаторов, у которых включены их высокочастотные ключи переменного тока K_{i1}. Исключение из работы *i*-го трансформатора происходит при включении шунтирующе-

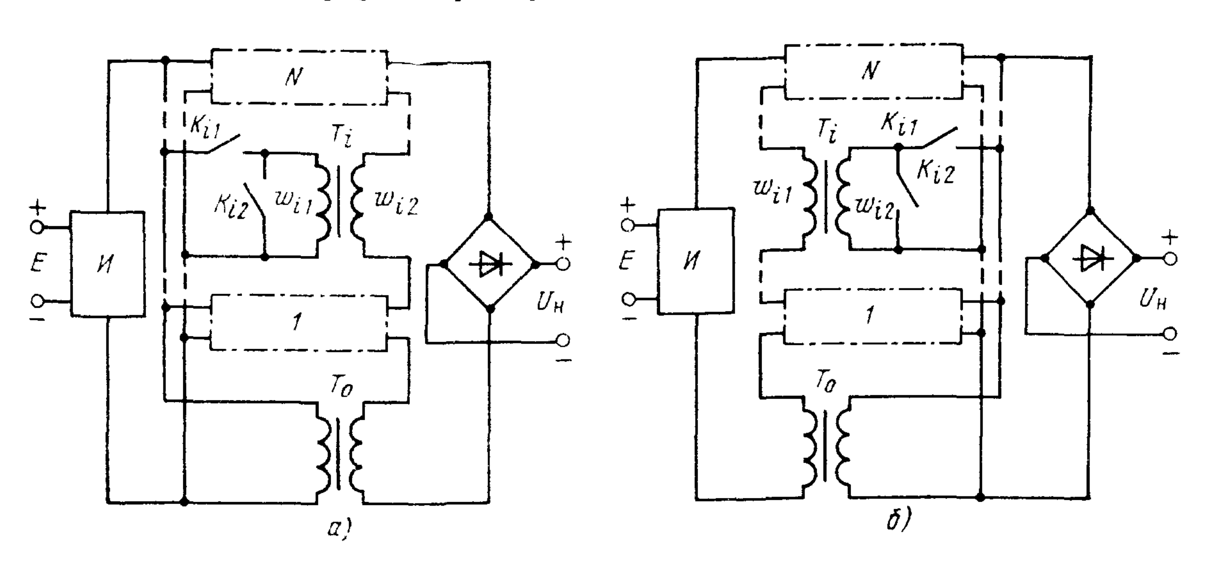


Рис. 2.34

го его обмотку ключа K_{i2} и выключении ключа K_{i1}. Данная схема характеризуется жесткой внешней характеристикой.

В схеме (рис. 2.34, *б*) напряжение вторичных обмоток имеет одинаковый уровень $U_н$. Замыкание ключа K_{i1} обеспечивает участие трансформатора T_i в работе ДИО. При включении шунтирующего обмотку w_{i2} ключа K_{i2} и разомкнутом ключе K_{i1} приведенное сопротивление обмотки w_{i1} становится близким к нулю и, следовательно, трансформатор T_i исключается из работы. При этом ток, протекающий по его первичной обмотке, равен току первичных цепей работающих трансформаторов.

Если использовать в ДИО в качестве преобразовательного модуля трансформаторно-выпрямительный узел (ТВУ), состоящий из трансформатора T и выпрямителя B, то появляется возможность уменьшения (по сравнению с ранее рассмотренными схемами) числа ключей и, следовательно, упрощения как силовых схем, так и схем управления ими [38].

На рис. 2.35, *а* приведена схема ДИО, выполненного на *ТВУ* с коммутацией на первичной стороне с помощью ключа переменного тока K_i, а на рис. 2.35, *б* — схема ДИО с коммутацией *ТВУ* на вторичной стороне с помощью ключа, коммутирующего постоянный ток, что является одним из достоинств данной схемы. Однако для исключения режима короткого замыкания во вторичной цепи основного трансформатора

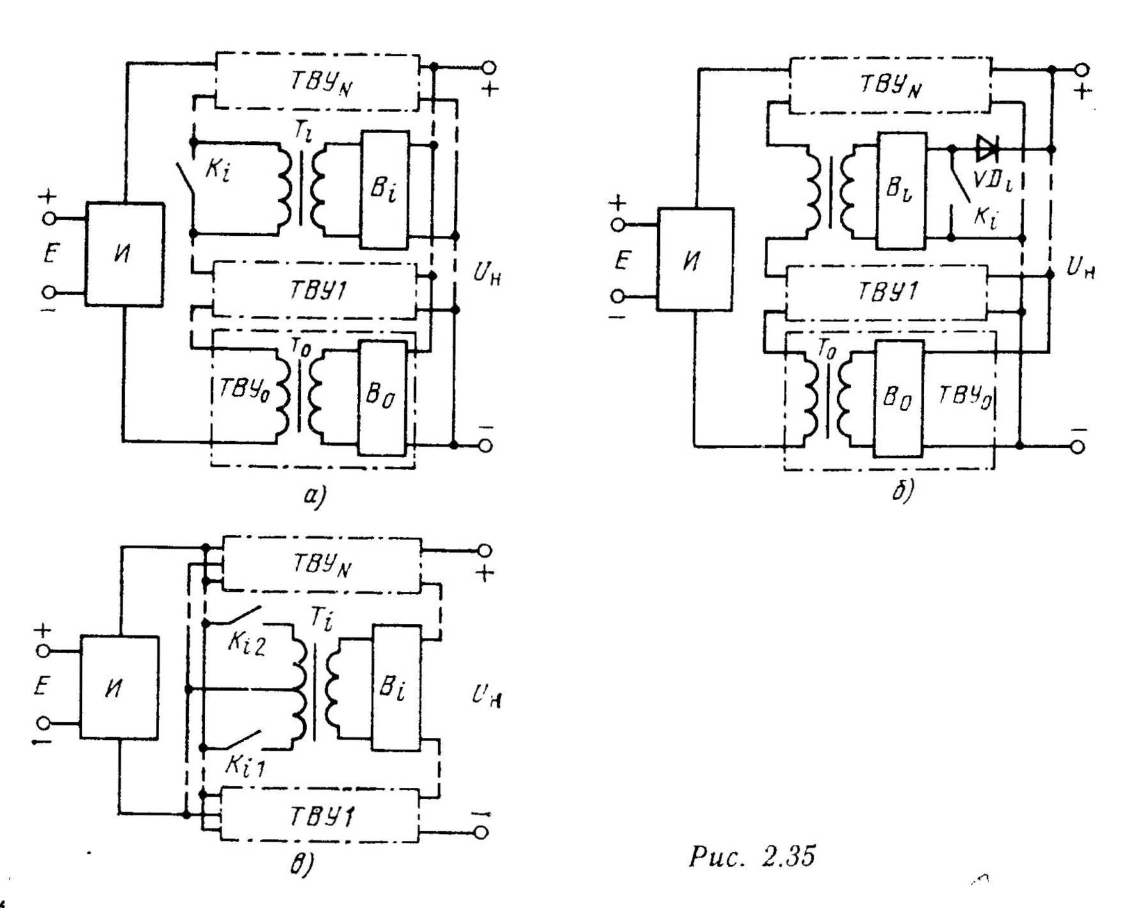


Рис. 2.35

T_0 при включении i-го шунтирующего ключа в данной схеме необходимо вводить диоды VD_i, что несколько ухудшает КПД схемы.

Поскольку трансформаторы с включенными ключами K_i в обеих схемах исключаются из общего набора, то происходит такое перераспределение напряжения инвертора между оставшимися в наборе трансформаторами, что напряжение $U_н$ остается на прежнем уровне. Если вторичная обмотка одного из трансформаторов будет иметь ЭДС меньшую, чем напряжение $U_н$, то выпрямительные диоды этого трансформатора закроются, ток вторичной обмотки прекратится и, следовательно, возрастет приведенное сопротивление первичной обмотки. Это приведет к такому перераспределению входного напряжения между первичными обмотками, при котором ЭДС вторичной обмотки рассматриваемого трансформатора станет возрастать до тех пор, пока не откроются диоды его выпрямителя, не появится ток в его вторичной цепи и он не станет отдавать мощность в нагрузку. При этом напряжение $U_н$ окажется немного меньше, чем было до начала рассматриваемого процесса. Таким образом произойдет распределение общего тока нагрузки между включенными трансформаторами при соединении ТВУ вида ПС—ПР. Приведенные на рис. 2.35, *а* и *б* схемы ДИО служат для стабилизации напряжения, а для их использования в качестве регуляторов необходимо исключить основной $ТВУ_0$.

Для регулирования напряжения $U_н$ в широком диапазоне при необходимости получения минимального числа коммутируемых ТВУ целесообразно первичные обмотки их трансформаторов выполнять со средней точкой и коммутировать эти обмотки с помощью ключей K_{i1}, K_{i2} (рис. 2.35, *в*). В этом случае появляется возможность как добавлять напряжение во вторичную цепь, например при замыкании ключа K_{i1}, так и вычитать напряжение i-го трансформатора из общего напряжения вторичной цепи.

Одним из основных элементов ДИО служит ключ, обеспечивающий коммутацию инверторов, отдельных трансформаторов или ТВУ. Для коммутации инверторов и ТВУ используется транзисторный ключ постоянного тока, а для коммутации трансформаторов — высокочастотный транзисторный ключ переменного тока, который может быть собран (рис. 2.36, *а*) на двух последовательно встречно-включенных транзисторах *VT1*, *VT2* и диодах *VD1*, *VD2*. Ток протекает в течение половины периода через один из включенных транзисторов и диод (например, *VD1* и *VT2*). В другой ветви тока в это время нет, так как ее транзистор закрыт. Достоинством ключа является то, что УУ имеет общий провод.

Транзисторный ключ, представленный на рис. 2.36, *б*, выполнен на основе мостовой схемы выпрямления *В*, у которого в диагонали постоянного тока находится транзистор *VT*, работающий в режиме ключа. В диагональ переменного тока включается коммутирующий вывод обмотки трансформатора. В этом случае УУ упрощается, однако мощность потерь несколько увеличивается по сравнению с ранее рассмотренной схемой ключа.

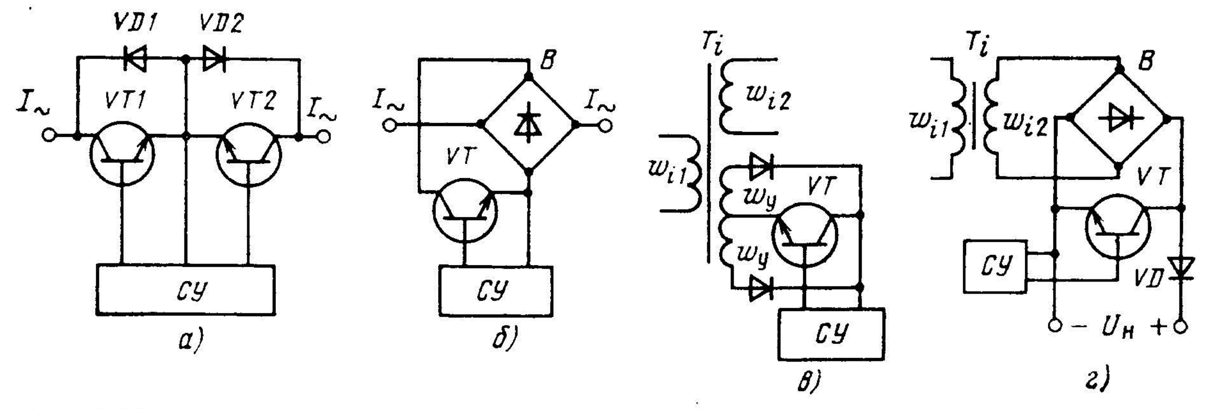


Рис. 2.36

Ввиду того что ДИО работает на высокой частоте, эффективно применение в них магнитно-транзисторных ключей переменного тока [39]. На рис. 2.36, *в* показана схема ключа, каждая коммутируемая секция которого выполнена на отдельных трансформаторах T_i, и исключение их из набора осуществляется путем шунтирования в каждый полупериод работы инвертора одной из обмоток управления w_y транзистором VT. Быстродействие таких ключей ограничено в основном лишь реактивными параметрами трансформатора, а потери на транзисторе VT и диоде VD могут быть значительно снижены за счет уменьшения протекающих по ним токов. Устройство управления может не иметь гальванической развязки с выходным напряжением $U_н$, так как роль развязки в данном ключе выполняют обмотки управления w_y.

Коммутацию i-го трансформаторно-выпрямительного узла целесообразно выполнять с помощью транзистора, шунтирующего выход вы-

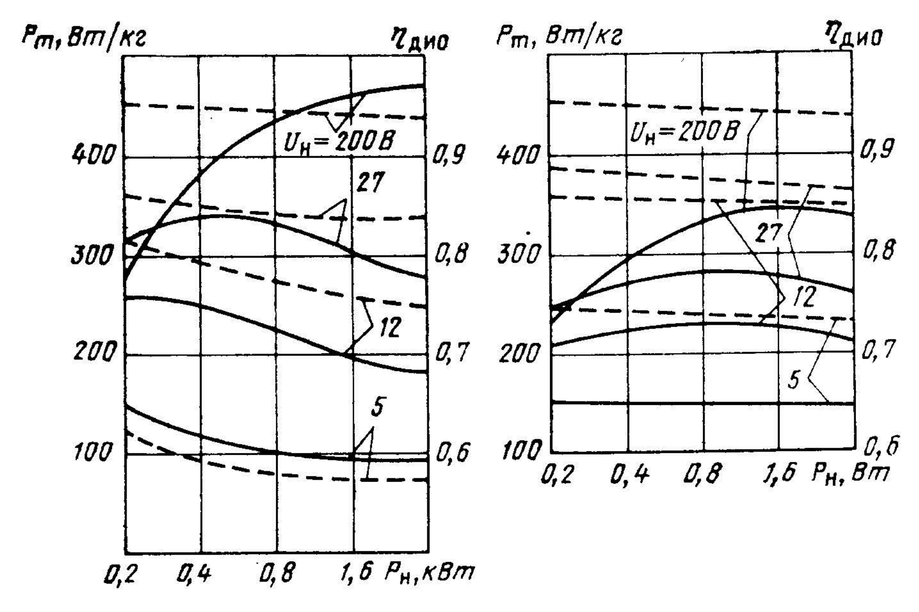


Рис. 2.37

прямительной схемы *В*, как показано на рис. 2.36, *г*. Диод *VD* исключает протекание тока от других ТВУ при открывании транзистора *VT*.

На рис. 2.37 показаны расчетные зависимости удельной массы P_m (сплошная линия) и КПД $\eta_{\text{ДИО}}$ (штриховая линия) от выходной мощности для схем ДИО, построенных на основе коммутации ТВУ, выполненных по рис. 2.35, *б* с использованием транзисторно-диодных ключей (рис. 2.36, *а*) и магнитно-транзисторных ключей (рис. 2.36, *б*) [40]. При расчетах в качестве выпрямителя ТВУ использовались мостовая схема для напряжений на нагрузке 5; 12 В и схема со средней точкой для напряжений 27; 200 В. Входное напряжение ДИО, которое поступает от инвертора, работающего на частоте 20 кГц, было принято равным 310 В$\pm$ 20 %. ДИО обеспечивает стабилизацию напряжения с относительной точностью $\Delta U_{\text{н}} = 0{,}01$. Ключи выполнены на транзисторах типа КТ812А и диодах типа КД213А.

Из рис. 2.37 видно, что показатели P_{m} и $\eta_{\text{ДИО}}$ выше у ДИО на магнитно-транзисторных ключах для низких напряжений (5—12 В). На более высокие напряжения (200 В) показатель P_m выше у схемы ДИО с транзисторно-диодными ключами, а значения $\eta_{\text{ДИО}}$ у них совпадают на уровне 0,95.

На рис. 2.38 приведена схема силовой части адаптивного ИВЭП с бестрансформаторным входом, которая включает *СВ*, основной инвертор U_0 с трансформаторно-выпрямительным узлом (T_0, B_0), рассчитанный на мощность до 70 % от общей мощности источника, а также регулируемую часть, собранную на инверторе *И1* и трансформаторно-выпрямительных узлах (*Т1 — Т6*, *В1 — В6*) с коммутирующими транзисторно-диодными ключами (*VT1 — VT6*, *VD1 -- VD6*). Первичная

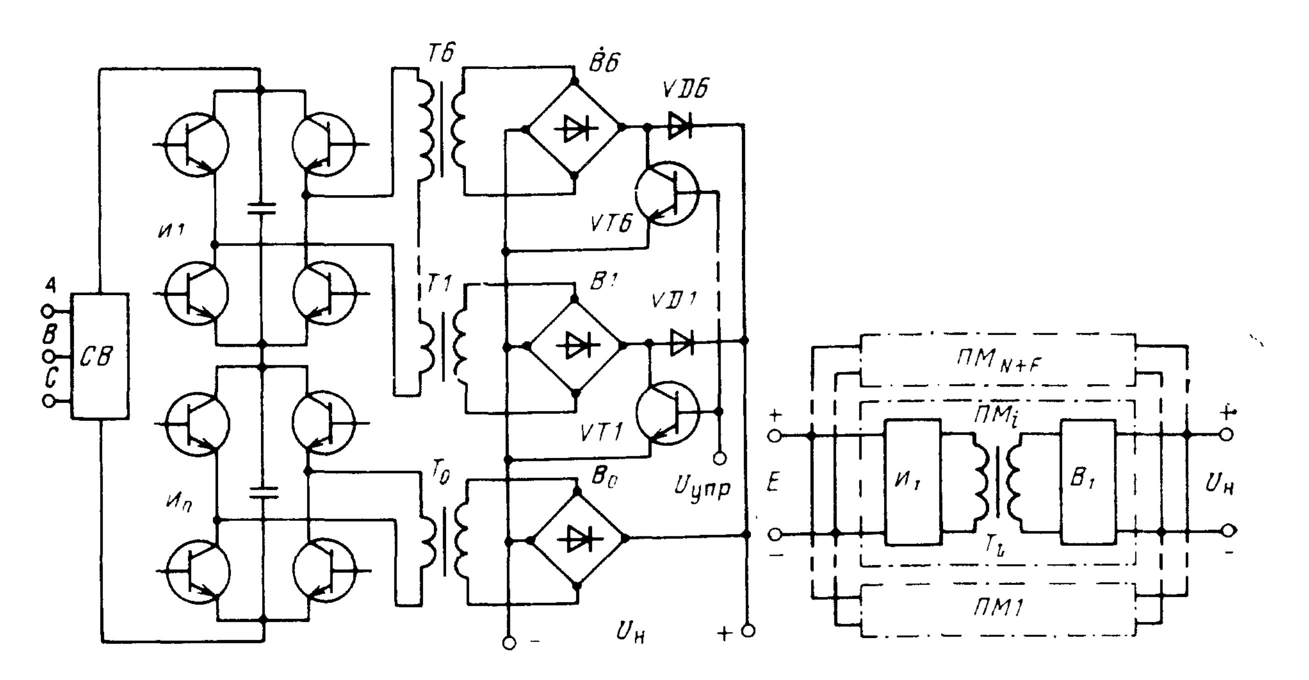


Рис. 2.38 Рис. 2.39

обмотка основного трансформатора T_0 рассчитана на напряжение сети $U_{c\min} = \sqrt{3}\sqrt{2}\,U_{c\,ном}\;(1-\delta_c')\,\delta_п = \sqrt{3}\sqrt{2}\cdot 220\cdot 0{,}85\cdot 0{,}9 = 396$ В, где $\delta_c' = \Delta U_c''/U_{c\,ном} = 0{,}15$ — допустимое относительное уменьшение напряжения сети; $\delta_п = 0{,}9$ — относительное значение амплитуды пульсации напряжения *СВ*. Эта обмотка включена последовательно с первичными обмотками трансформаторов *Т1 — Т6* регулируемой части, напряжения которых соответственно равны 3,1; 6,25; 12,5; 25; 50; 100 В и рассчитаны на весь диапазон отклонения напряжения сети $\Delta U_c = U_{c\max} - U_{c\min} = 594 - 396 = 198$ В, где максимальное напряжение сети $U_{c\max} = \sqrt{3}\sqrt{2}U_{c\,ном}\,(1+\delta''_c)\sqrt{3}\sqrt{2}\cdot 220\cdot 1{,}1 = 594$ В ($\delta''_c = \Delta U''_c/U_{c\cdot ном} = 0{,}1$).

При напряжении $U_{c\min}$ все транзисторы *VT1 — VT6* открыты и входное напряжение приложено только к первичной обмотке основного трансформатора T_0. Напряжение $U_н$ снимается через выпрямитель B_0 со вторичной обмотки трансформатора T_0. При напряжении $U_{c\max}$ все транзисторы *VT1 — VT6* закрыты и входное напряжение приложено ко всем последовательно включенным первичным обмоткам трансформаторов T_0 — *Т6*. Напряжение $U_н$ снимается через выпрямители B_0 — *В6* со всех вторичных обмоток трансформаторов. При напряжении $U_{c\max} > U > U_{c\min}$ система управления обеспечивает соответствующую комбинацию последовательно включенных первичных обмоток трансформаторов *Т1 — Т6*. Устройство управления силовой частью ИВЭП создает стабилизацию выпрямленного напряжения и может быть выполнено по рис. 1.5.

Для решения задач регулирования тока и повышения надежности преобразовательные модули в ДИО должны иметь соединение вида ПР — ПР, а в качестве модулей использоваться регулируемый или нерегулируемый конвертор совместно с импульсным регулятором тока. Включение модуля в работу или его отключение происходит за счет

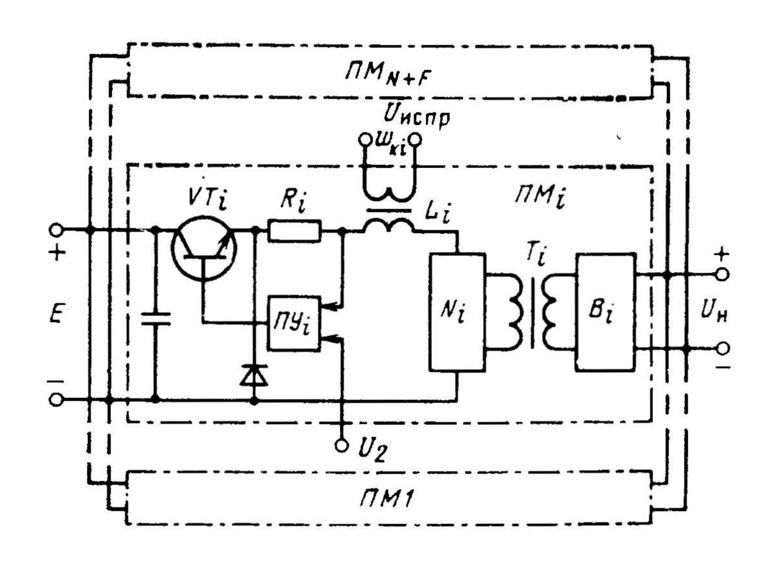


Рис. 2.40

подачи или прекращения сигнала управления на мощные транзисторы инверторов. Исключение из работы неисправного модуля обеспечивается перегоранием входного или выходного предохранителя модуля.

На рис. 2.39 приведена схема ДИО с параллельным включением N основных и F резервных модулей, выполненных на основе регулируемого конвертора (инвертор $И_i$, трансформаторно-выпрямительный узел T_i, B_i).

На рис. 2.40 показана схема ДИО, преобразовательные модули которого представляют собой последовательное соединение двухпозиционного регулятора тока (ключ VT_i, измерительный резистор R_i, пороговое устройство $ПУ_i$) и нерегулируемого конвертора (инвертор N_i и ТВУ на T_i, B_i).Отсутствие сглаживающего конденсатора в регуляторе благоприятно сказывается на режиме работы инвертора, а регулирование тока модуля исключает токовые перегрузки транзисторов и диодов схемы модуля. С помощью общего сигнала управления U_2 регуляторами (см. рис. 1.8) обеспечивается выравнивание токовых загрузок модулей, а наличие напряжения $U_{\text{испр}}$ на контрольной обмотке $w_к$ дросселя L_i свидетельствует об исправной работе модуля.

Глава III.

ПОВЫШЕНИЕ НАДЕЖНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ИСТОЧНИКОВ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ С БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫМ ВХОДОМ

3.1. УСТРАНЕНИЕ ПРОТЕКАНИЯ СКВОЗНЫХ ТОКОВ В ДВУХТАКТНЫХ КОНВЕРТОРАХ

Одним из недостатков двухтактных конверторов является возможность протекания через мощные транзисторы кратковременных и значительных сквозных токов. Протекание таких токов приводит к резкому увеличению динамических потерь, а в высоковольтных двухтактных конверторах — к отказу. Причиной появления сквозных токов в двухтактном конверторе является относительно большое время закрывания мощного транзистора, находящегося перед этим в насыщенном состоянии, по сравнению со временем открывания транзистора, пребывающего в состоянии отсечки. В результате на некотором отрезке времени транзисторы, оказываются в открытом состоянии в обоих плечах конвертора.

Устранить протекание сквозных токов можно, только ликвидировав такое состояние, при котором мощные транзисторы обоих плеч конвертора одновременно оказываются открытыми. Этого достигают с помощью автоматической задержки открывания закрытого транзистора до момента окончания протекания коллекторного или обратного тока базы ранее открытого транзистора, т. е. до момента окончания процесса рассасывания избыточных неосновных носителей в закрываемом транзисторе. Задержки открывания закрытого транзистора на фиксированный промежуток времени наиболее просто можно достигнуть путем формирования управляющего сигнала с небольшой паузой, что приводит, однако,

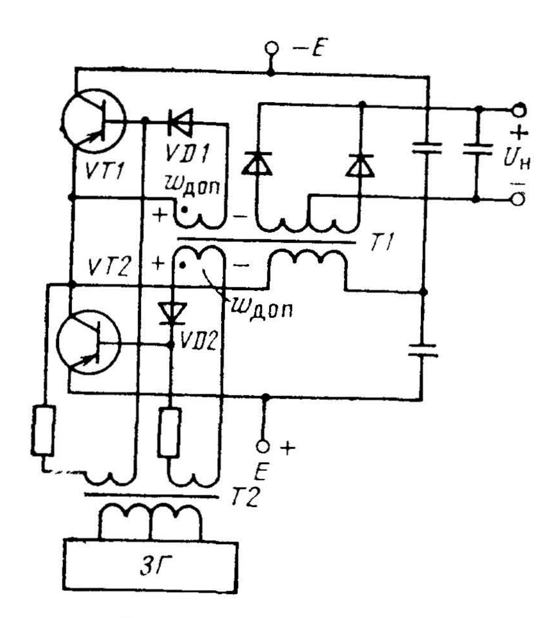


Рис. 3.1

к увеличению параметров выходного сглаживающего фильтра.

Наличие сквозных токов наиболее характерно для нерегулируемых ТДК. В регулируемых ТДК в установившемся режиме существует задержка поступления управляющего сигнала для открывания мощного транзистора в смежный полупериод, обусловленная работой широтно-импульсного модулятора. Однако в переходном режиме и при максимальном токе нагрузки коэффициент заполнения импульсов конвертора стремится к единице. В этих режимах задержка открывания транзисторов отсутствует, что приводит к появлению сквозных токов.

Таким образом, в регулируемых ТДК для исключения протекания сквозных токов необходимо вводить фиксированную задержку подачи управляющего сигнала в начале каждого полупериода. Это приведет к ограничению максимального коэффициента заполнения импульсов управления, т. е. к некоторому сужению диапазона регулирования напряжения.

В нерегулируемых ТДК наиболее простым и эффективным средством автоматической задержки открывания транзистора, несмотря на сигнал управления от задающего генератора (ЗГ), является введение дополнительной трансформаторной связи трансформатора со входом мощного транзистора через диод. В этом случае, пока не изменится полярность напряжения на выходной обмотке трансформатора, т. е. до момента окончания протекания тока коллектора, открывания очередного транзистора не произойдет.

На рис. 3.1 приведена схема полумостового нерегулируемого ТДК, в которой исключено протекание сквозных токов за счет введения дополнительных обмоток $w_{доп}$, размещенных на магнитопроводе трансформатора *T1*. Если транзистор *VT1* открыт, а *VT2* закрыт, то на обмотках трансформаторов *T1* и *T2* появляются напряжения указанной на рис. 3.1 полярности. При смене полярности напряжения на выходных обмотках *ЗГ* (*T2*) начинается процесс закрывания транзистора *VT1*, а *VT2* не открывается до тех пор, пока напряжение на обмотке $w_{доп}$ не уменьшится до такого уровня, при котором произойдет закрывание диода *VD*2. Только после этого начнет открываться транзистор *VT2*.

Данный способ устранения протекания сквозного тока применим только для ТДК, выполненных по схеме со средней точкой или полумостовой схеме. В мостовом нерегулируемом ТДК автоматическую задержку открывания транзисторов можно связать с моментом окончания обратного тока базы ранее открытого транзистора.

На рис. 3.2, *а* приведена схема мостового ТДК, в которой реализуется такой принцип автоматической задержки [41], а на рис. 3.2, *б* показаны временные диаграммы напряжений и токов. В базовые цепи мощных транзисторов включены трансформаторы тока $T_{т1}$, $T_{т2}$, со вторичных обмоток w_{12}, w_{22} которых сигнал поступает на формирователи импульсов управления *ФИУ1*, *ФИУ2*, имеющие в своем составе схему совпадения сигналов трансформатора тока и *ЗГ*.

Предположим, что мощные транзисторы *VT1*, *VT3* открыты сигналом управления u_1, а транзисторы *VT2*, *VT4* закрыты сигналом u_2, имеющим противоположную полярность. В момент t_1 изменяется полярность сигналов u_1, u_2 и по первичным обмоткам трансформатора тока $T_{т1}$ начинает протекать ток i_{11} в обратном направлении. Это обеспечивает протекание во вторичной обмотке w_{12} импульса тока i_{12}, длительность которого определяется максимальным временем расса-

сывания неосновных носителей базы одного из транзисторов, например *VT1* (t_{p1}). Этот импульс поступает в *ФИУ1* и блокирует поступление управляющего сигнала u_2 на транзисторы *VT2*, *VT4* на время задержки $t_{з1}$. Сигнал блокировки снимается при уменьшении обратных токов баз i_{11} до нуля в момент окончания процесса закрывания транзистора *VT1*. Ток в нагрузке $i_н$ прерывается только с момента t_2, когда заканчивается процесс закрывания *VT4*.

С момента t_3 начнется процесс открывания транзисторов *VT2*, *VT4*. В момент t_4 происходит смена полярности сигналов управления u_1, u_2 и начинается процесс закрывания *VT2*, *VT4*. Импульс тока i_{22} вторичной обмотки w_{22} трансформатора тока $T_{т2}$ блокирует на время закрывания t_{p2} транзистора *VT2* поступление управляющего сигнала u_1 со схемы *ФИУ2* на транзисторы *VT1*, *VT3*. Таким образом, введение датчиков тока ($T_{т1}$, $T_{т2}$) дало возможность использовать информацию о процессе рассасывания неосновных носителей в базах транзисторов для блокирования сигналов открывания ранее закрытых мощных транзисторов до полного закрывания ранее открытой пары транзисторов, что обеспечивает полное исключение протекания сквозных токов.

Для уменьшения динамических потерь при закрывании мощных транзисторов в ТДК применяют форсирующие цепи, сигнал на которые поступает с УУ. Целесообразно процесс форсированного закрывания мощных транзисторов совместить в одном устройстве с автоматической задержкой момента открывания ранее закрытых транзисторов.

Двухтактные конверторы на выходную мощность в сотни ватт между ЗГ и силовым инвертором имеют в своем составе предварительный усилитель, который кроме функций предварительного усиления сигнала управления может также выполнять функцию цепи форсированного закрывания мощных транзисторов с автоматической задержкой их открывания для устранения протекания сквозных токов.

На рис. 3.3. приведена схема нерегулируемого ТДК, силовой инвертор которого выполнен по схеме со средней точкой на транзисторах *VT5*, *VT6* и трансфор-

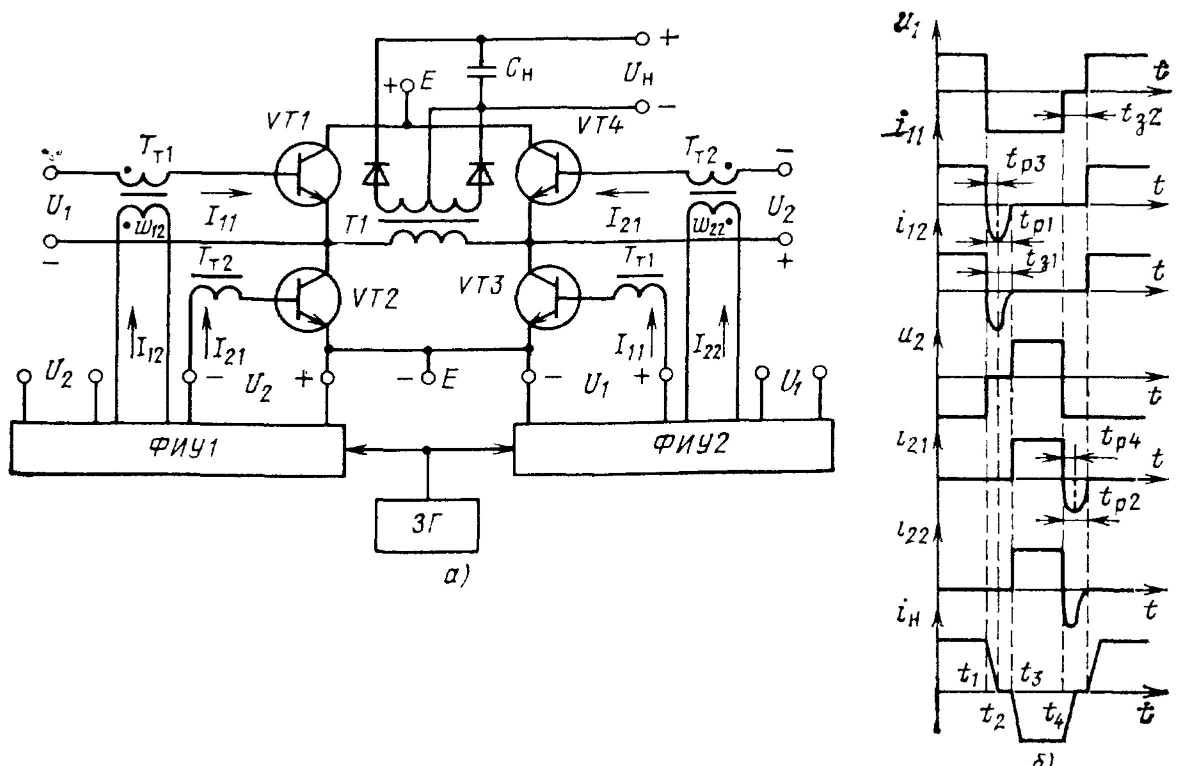


Рис. 3.2

маторе *Т3* [42]. Сигнал управления на мощные транзисторы *VT5*, **V*T*6** поступает от *ЗГ* через предварительный усилитель, выполненный по мостовой схеме на транзисторах **V*T*1** — **V*T*4** с трансформаторным входом *Т*1 и выходом *Т*2. Кроме того, имеется обратная связь трансформатора *Т3* с транзисторами **V*T*3**, **V*T*4** предварительного усилителя, осуществляемая при помощи обмоток $\mathbf{w}_{31}$, $\mathbf{w}_{32}$ и диодов **VD1**, **VD2** для автоматической задержки открывания одного из мощных транзисторов на время закрывания другого. Непосредственная трансформаторная ($\mathbf{w}_{11}$, $\mathbf{w}_{12}$) связь *ЗГ* с транзисторами **V*T*5**, **V*T*6** через диоды **VD3**, **VD4** обеспечивает форсированное их закрывание.

Пусть транзисторы **V*T*2**, **V*T*4** открыты сигналом указанной на схеме полярности, поступающим от *ЗГ*, а транзистор **V*T*3** надежно закрыт отрицательным напряжением, поступающим с обмотки $\mathbf{w}_{11}$ трансформатора *Т3*, и транзистор **V*T*5** также закрыт. При изменении полярности напряжения на вторичных обмотках *Т*1 задающего генератора от напряжения отрицательной полярности обмотки $\mathbf{w}_{11}$ трансформатора *Т*1 начинает форсированно закрываться ранее открытый транзистор **V*T*5**. Закрываются транзисторы **V*T*2**, **V*T*4** и открывается **V*T*1**, а **V*T*3**, несмотря на наличие открывающего напряжения на его базе, остается закрыт напряжением обмотки $\mathbf{w}_{11}$ на время рассасывания неосновных носителей в базе транзистора **V*T*5**. В течение этого времени первичная обмотка трансформатора *Т*2 отсоединена от источника питания и со вторичной обмотки сигнал на открывание транзистора **V*T*6** не снимается. По окончании процесса закрывания транзистора **V*T*5** напряжения на обмотках трансформатора *Т3* становятся равным нулю и транзистор **V*T*3** под действием напряжения, снимаемого с обмотки *Т*1 открывается, подключая первичную обмотку *Т*2 к источнику питания.

Таким образом, в нерегулирующем ТДК осуществлены форсированное закрывание мощного транзистора и автоматическая задержка открывания другого транзистора для исключения протекания сквозного тока. Схема может быть использована также для полумостового ТДК, применение же ее в мостовом ТДК связано со значительными сложностями (большое число трансформаторов).

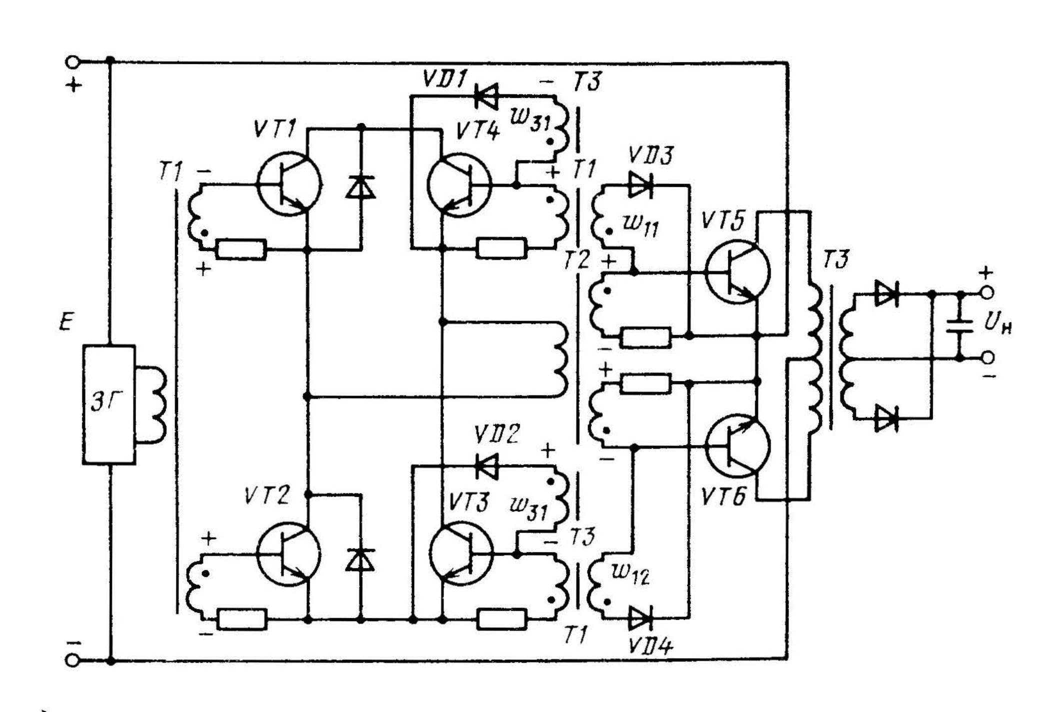


Рис. 3.3

3.2. СИММЕТРИРОВАНИЕ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ДВУХТАКТНЫХ КОНВЕРТОРОВ

При построении трасформаторных схем двухтактных конверторов, как правило, возникает несимметричный режим работы их трансформаторов, обусловленный неидентичностью параметров элементов плеч схемы (прежде всего неодинаковым временем закрывания мощных транзисторов, а также разным падением напряжения на них в прямом направлении). Это приводит к тому, что первичная обмотка трансформатора в смежные полупериоды подключена к разным напряжениям в течение неодинаковых промежутков времени. Несимметричный режим характеризуется подмагничиванием магнитопровода трансформатора питания постоянным током, в результате происходит одностороннее его насыщение. Следовательно, в этом случае трансформатор работает в двух режимах: в режиме перемагничивания магнитопровода, за время которого ток коллектора мощного транзистора будет примерно равен приведенному к первичной обмотке току нагрузки; в режиме насыщения, в котором рабочая точка на петле гистерезиса выходит на пологий участок, а напряжение на вторичной обмотке резко падает, энергия в нагрузку не передается и транзистор заходит в активную область.

Режим насыщения трансформатора характеризуется уменьшением КПД схемы ТДК и снижением ее надежности, поскольку создаются условия для вторичного пробоя в мощных транзисторах.

Для ТДК, работающих на частотах 10—50 кГц, наиболее опасен несимметный режим работы трансформатора в случае применения материала с прямоугольной петлей гистерезиса, так как ток намагничивания в момент достижения магнитопроводом насыщения практически мгновенно увеличивается до предельного, в результате происходит отказ мощных транзисторов. Расчет показал, что постоянная составляющая напряженности поля подмагничивания при прочих равных условиях для частот 1 и 100 кГц составляет соответственно 11,2 и 328 А/м.

Подмагничивание магнитопровода наиболее характерно для конверторов, выполненных по схеме со средней точкой и по мостовой схеме. В полумостовой схеме конвертора при установившемся режиме работы отсутствует постоянная составляющая тока в конденсаторах емкостного делителя и, следовательно, нет постоянной составляющей тока в первичной (коллекторной) обмотке трансформатора. Однако трансформатор полумостового конвертора может насыщаться как при его запуске, так и при скачкообразном изменении тока нагрузки.

В процессе запуска конвертора управляющее напряжение на базы мощных транзисторов подается, как правило, с некоторой задержкой относительно коллекторного напряжения, обусловленной временем формирования управляющего напряжения. В этом случае конденсаторы емкостного делителя конвертора вначале заряжаются почти до амплитудного значения напряжения сети и к моменту запуска транзисторов напряжение на конденсаторах распределяется обратно пропорционально их емкости, допуск на которую у электролитических конденсаторов, например типа К50-24, составляет $^{+50}_{-20}$ % от номинального значения. В установившемся же режиме напряжения на конденсаторах обратно пропорциональны времени открытого состояния разряжающих их транзиситоров и, следовательно, переходный процесс установления на конденсаторах делителя соответствующих напряжений будет сопровождаться протеканием постоянной составляющей тока через обмотку трансформатора.

Аналогичные процессы будут происходить и при резком изменении тока нагрузки, так как изменяется избыточность базового тока и, следовательно, за счет увеличения времени рассасывания избыточного заряда в базах мощных транзисторов меняется время их открытого состояния. Таким образом, полумостовую схему двухтактного конвертора нельзя считать защищенной от подмагничивания трансформатора постоянным током.

Уменьшить влияние этого подмагничивания на режим работы ТДК можно за счет использования материала магнитопровода с низким коэффициентом пря-

моугольности петли гистерезиса или вводом в магнитопровод воздушного зазора. Эти решения приводят к дополнительным потерям в силовых цепях ТДК.

В мостовой схеме ТДК для исключения протекания тока подмагничивания трансформатора последовательно с первичной обмоткой включают конденсатор [43], который заряжается до среднего значения разности напряжений первичной обмотки в смежные полупериоды. Для данного случая характерно повышение пульсаций выпрямленного напряжения.

На практике находят применение методы автоматического симметрирования режимов работы ТДК, одним из которых является компенсационный метод, используемый в регулируемых ТДК. Он заключается в изменении уровня несимметрии в смежных полупериодах и во введении соответствующей коррекции в длительность сигналов управления мощными транзисторами. Исходя из требований по перегрузкам мощных транзисторов данный метод симметрирования ТДК должен иметь возможность обнаружить наступающее насыщение магнитопровода трансформатора, когда увеличение тока коллектора транзистора еще значительно, и до момента насыщения магнитопровода откорректировать по длительности сигнал управления. Следовательно, одним из основных вопросов реализации данного метода является измерение несимметрии плеч ТДК с помощью датчика, в качестве которого, например, может быть использован магнитный пояс [44], расположенный на магнитопроводе трансформатора, или трантрансформатор тока, включенный в каждое плечо инвертора либо в общую цепь питания. Применение магнитного пояса связано с усложнением конструкции трансформатора.

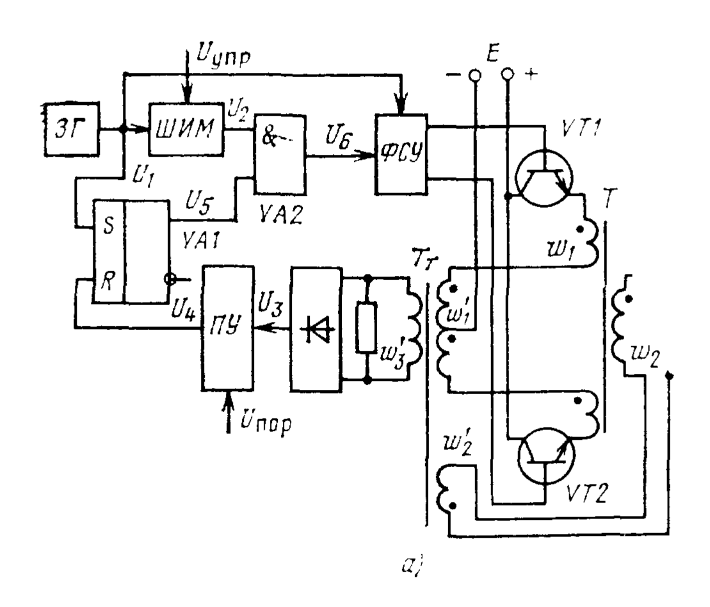
С помощью трансформатора тока можно измерить среднее за период значение токов мощных транзисторов за счет введения интегрирующей цепи и преобразовать полученную разность средних значений токов в сигнал, корректирующий длительность импульсов управления транзисторами [45]. В этом случае симметрирование длительности тактов (полупериодов) осуществляется только в установившемся режиме, так как наличие интегрирующей цепи не позволяет осуществить симметрирование в переходных режимах при включении схемы или резком изменении тока нагрузки.

Эффективным средством борьбы с подмагничиванием является введение в схему регулируемого ТДК обратной связи по мгновенному значению тока коллектора мощного транзистора. В этом случае при подмагничивании трансформатора намагничивающий ток i_μ начинает увеличиваться и при достижении последним порогового уровня $I_{пор}$, широтно-импульсный модулятор форсированно закрывает мощные транзисторы до начала следующего полупериода.

На рис. 3.4, *а* приведена схема автоматического симметрирования ТДК по мгновенному току коллектора мощного транзистора, а на рис. 3.4, *б* — временные диаграммы напряжений [46]. Схема автоматической коррекции длительности работы мощных транзисторов *VT1*, *VT2* включает трансформатор тока $T_т$, пороговое устройство *ПУ*, триггер *VA1* с инверсным управлением, схему *И VA2*.

Отношение витков обмоток w_1' и w_2' трансформатора тока $T_т$ выбирается равным отношению витков обмоток w_1 и w_2 трансформатора *Т*. Обмотки w_1' и w_2' включены встречно, поэтому по обмотке w_3' протекает ток, пропорциональный коллекторному току мощного транзистора, и при номинальном его значении (u_3 на рис. 3.4, *б*) *ПУ* не срабатывает и на его выходе (u_4), а также на выходе триггера поддерживается единичное напряжение (u_5). Сигнал с *ЗГ* (u_1) через широтно-импульсный модулятор *ШИМ* (u_5) схему *И* (u_6) и формирователь сигнала управления *ФСУ* поступает на базы транзисторов *VT1*, *VT2*.

Если сигнал с $T_т$ в момент t_1 превышает пороговый уровень $U_{пор}$ из-за увеличения тока транзистора, то срабатывает *ПУ*, опрокидывается триггер *VA1* и на его выходе появляется нулевое напряжение U_5, которое препятствует прохождению *ШИМ* сигнала через схему *И*. Следовательно, с момента t_1 транзистор начинает закрываться и процесс намагничивания магнитопровода *Т* прекращается. Сигнал с $T_т$ уменьшается, и в момент t_2 *ПУ* возвращается в исходное состояние. Триггер *VA1* в исходное состояние переводится в момент t_3 задним фронтом им-



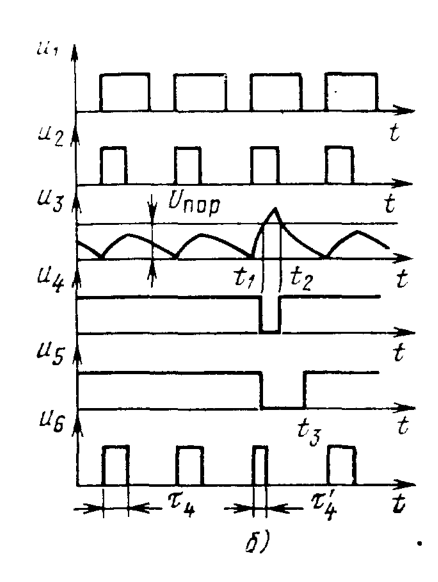


Рис. 3.4

пульса *ЗГ*. Поэтому к началу последующего полупериода схема возвращается в исходное состояние.

Устройство вступает в работу в самом начале процесса несимметричного намагничивания магнитопровода *Т*, препятствует его развитию и способствует восстановлению нормального режима. Однако, несмотря на запирающий сигнал устройства управления, во время $t_{зак}$ закрывания транзистора продолжает увеличиваться коллекторный ток, который состоит из тока нагрузки $i_н'$, приведенного к первичной обмотке трансформатора, и тока намагничивания i_μ. Как правило, ток i_μ в десятки раз меньше тока $i_н'$, поэтому при максимальном токе нагрузки $i_{н\,max}$ (рис. 3.5, *а*) ток i_μ при подмагничивании трансформатора увеличивается в 2—3 раза по сравнению с током при симметричном режиме. При срабатывании *ПУ* ток коллектора $i_{К1}$ продолжает увеличиваться в течение времени закрывания транзистора. При минимальном токе нагрузки $i_{н\,min}$ (рис. 3.5, *б*) ток i_μ увеличивается намного больше, чем в первом случае, а это означает, что магнитопровод оказывается в режиме более глубокого насыщения, скорость нарастания тока i_μ к концу управляющего импульса увеличивается и превышение током i_μ порогового уровня будет больше ($i_{К1} \ll i_{К2}$). Таким образом, процесс симметрирования схем ТДК по мгновенному току коллектора зависит от тока нагрузки.

При использовании в трансформаторах магнитопроводов с прямоугольной петлей гистерезиса, которые подмагничиваются даже при питании от симметричного источника напряжения, средством защиты мощных транзисторов от перегрузок является введение в цепь питания токоограничивающего линейного дросселя.

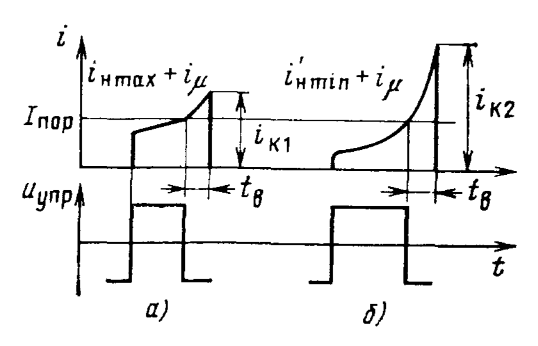


Рис. 3.5

Приращение тока коллектора $\Delta I_К$ транзистора, когда трансформатор насыщен, определяется согласно выражению $\Delta I_К = E t_{пер}/L$, где $t_{пер}$ — время действия перегрузки; L — индуктивность линейного дросселя. Однако потери в стали линейного дросселя достаточно велики, так как его перемагничивание происходит по пол-

ной петле гистерезиса и массогабаритный показатель линейного дросселя также завышен из-за необходимости обеспечить определенную индуктивность на магнитопроводе с малой магнитной проницаемостью либо с зазором. Кроме того, введение дросселя приводит к дополнительной инерционности схемы, т. е. к повышению динамической нестабильности регулируемого ТДК.

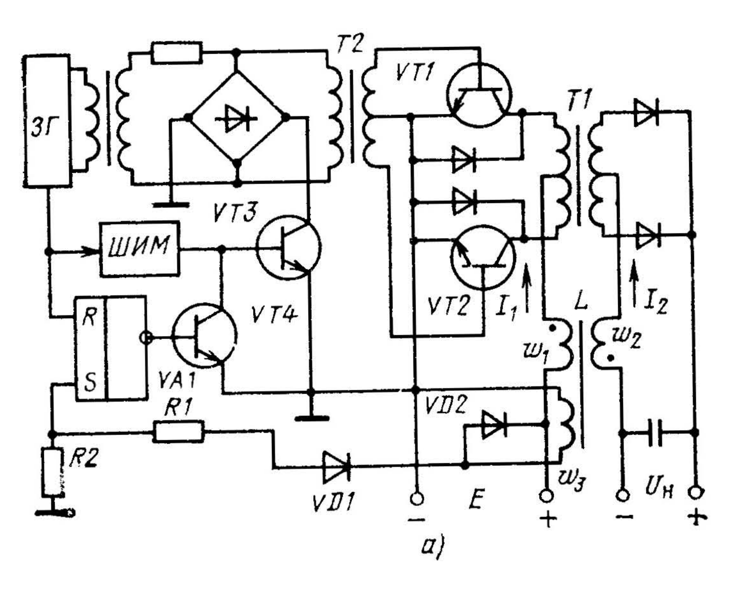
Значительно улучшить массогабаритный показатель схемы можно, применив нелинейный дроссель с насыщенным магнитопроводом при симметричной работе плеч схемы ТДК, а также вводом канала коррекции сигналов управления мощными транзисторами [47]. Каждый раз, когда магнитопровод трансформатора начинает входить в насыщение, к дросселю прикладывается напряжение источника питания, которое, воздействуя на устройство управления, вызывает переключение мощных транзисторов. В этом случае время действия перегрузки $t_{пер}$ уменьшается до времени закрывания мощного транзистора и, следовательно, массогабаритный показатель нелинейного дросселя будет определяться исходя из этого времени.

На рис. 3.6, *а* приведена схема регулируемого ТДК, в которой для защиты мощных транзисторов от подмагничивания трансформатора приведен нелинейный дроссель *L*, выполненный на магнитопроводе с прямоугольной петлей гистерезиса (рис. 3.6, *б*). При симметричном режиме работы трансформатора *T1* дроссель *L* насыщен (точка *а* на рис. 3.6, *б*), индуктивность обмотки w_1 мала и не оказывает влияния на работу устройства. Числа витков обмоток дросселя *L* подобраны так, чтобы выполнялось неравенство $I_1 w_1 < I_2 w_2$.

При насыщении магнитопровода трансформатора *T1* ток I_1 резко возрастает, рабочая точка дросселя *L* смещается по петле гистерезиса в точку *с* и выполняется неравенство $I_1 w_1 \geqslant I_2 w_2$. Нарастание тока I_1 прекращается и ограничивается на уровне $I_1 = I_2\, w_2/w_1$. Напряжение источника питания в это время приложено к дросселю *L*, и, следовательно, процесс дальнейшего насыщения трансформатора *T1* прекращается. Число витков обмотки w_1 и сечение магнитопровода дросселя определяются как $w_1 = E t_{зак}/2B_s s$.

Для ограничения времени насыщенного состояния трансформатора *T1* определяемого временем $t_{зак}$, в схеме введена связь с обмотки w_3 на *ШИМ*, которая обеспечивает закрывание мощных транзисторов *VT1*, *VT2* с момента подмагничивания трансформатора *T1* до начала следующего полупериода.

При насыщении трансформатора *T1* импульс отрицательной полярности с обмотки w_3 дросселя *L* через диод *VD1* и резистивный делитель *R1 R2* подается на вход триггера *VA1*, который опрокидывается и открывает транзистор *VT4*, за-



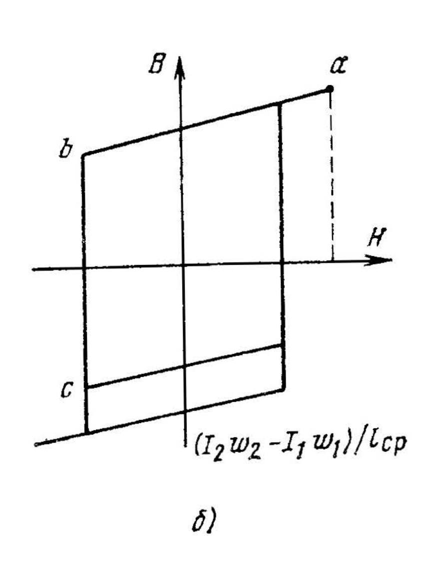


Рис. 3.6

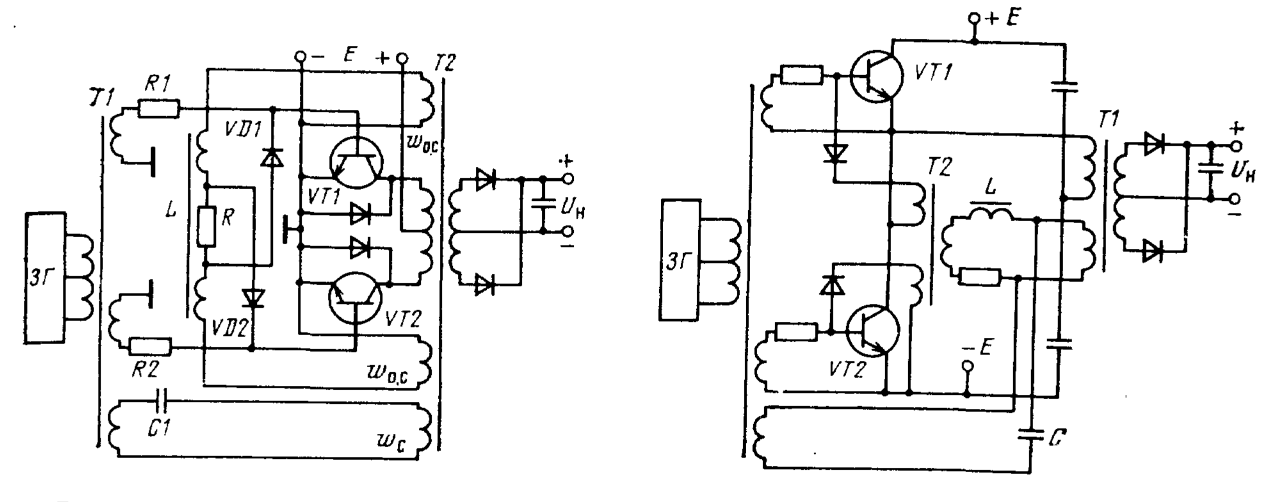


Рис. 3.7 *Рис. 3.8*

крывающий транзистор *VT3* до начала следующего полупериода импульсов *ЗГ*, что приводит к закрыванию мощных транзисторов. В начале полупериода передний фронт импульса *ЗГ* переводит триггер в «нулевое» состояние, разрешая тем самым прохождение сигнала управления через согласующий трансформатор *T2* натранзисторы *VT1*, *VT2*.

Подсоединение обмотки $w_з$ к источнику питания через диод *VD2* ограничивает скорость перемагничивания дросселя *L* из точки *c* на прямую *ab* (рис. 3.6,*б*), уменьшая тем самым потери на перемагничивание дросселя *L*, а также ограничивая выброс напряжения на коллекторах закрытых транзисторов. Нелинейный дроссель *L*, включенный в цепь питания в качестве средства защиты транзисторов от перегрузок, может быть применен независимо от причин, вызывающих перегрузку транзисторов как в регулируемых, так и в нерегулируемых ТДК.

В нерегулируемых ТДК симметрию плеч схемы целесообразно осуществлять с помощью коммутирующего дросселя, подключенного к выходной обмотке трансформатора. В момент насыщения дросселя происходит принудительное форсированное переключение мощных транзисторов за счет энергии, накопленной в дросселе, что позволяет уменьшить динамические потери в транзисторе при его закрывании и исключить протекание сквозных токов.

На рис. 3.7 представлена схема нерегулируемого ТДК [48], которая включает конвертор на транзисторах *VT1*, *VT2* и трансформаторе *T2* с обмотками w_{oc} обратной связи, подключенными через коммутирующий дроссель *L*, ограничительный резистор *R* и закрывающие диоды *VD1*, *VD2* к базам мощных транзисторов. Сигнал управления на базы транзисторов *VT1*, *VT2* поступает через резисторы *R1*, *R2* с выходных обмоток трансформатора *T1*, подключенного к генератору ЗГ. Обмотка w_c синхронизации *T2* соединена с обмоткой *T1* через конденсатор *C1*.

При подаче питания на схему запускается *ЗГ* и импульсы управления поступают на *VT1*, *VT2*. В конце полупериода насыщается коммутирующий дроссель *L*, его сопротивление резко уменьшается и открытый мощный транзистор форсированно закрывается за счет разряда через один из диодов *VD1*, *VD2* накопленной в дросселе энергии. Синхронизирующий импульс с обмотки w_c поступает на *ЗГ* после окончания процесса рассасывания избыточных носителей в базовой области закрываемого мощного транзистора, т. е. в момент начала формирования фронта напряжения на обмотках трансформатора *T2*. Поскольку инерционными свойствами маломощных транзисторов *ЗГ* по сравнению с мощными транзисторами *VT1*, *VT2* можно пренебречь, полярность напряжения на обмотках трансформатора *T1* меняется на противоположную в момент формирования фронта напряжения на обмотках трансформатора *T2*. Следовательно, в на-

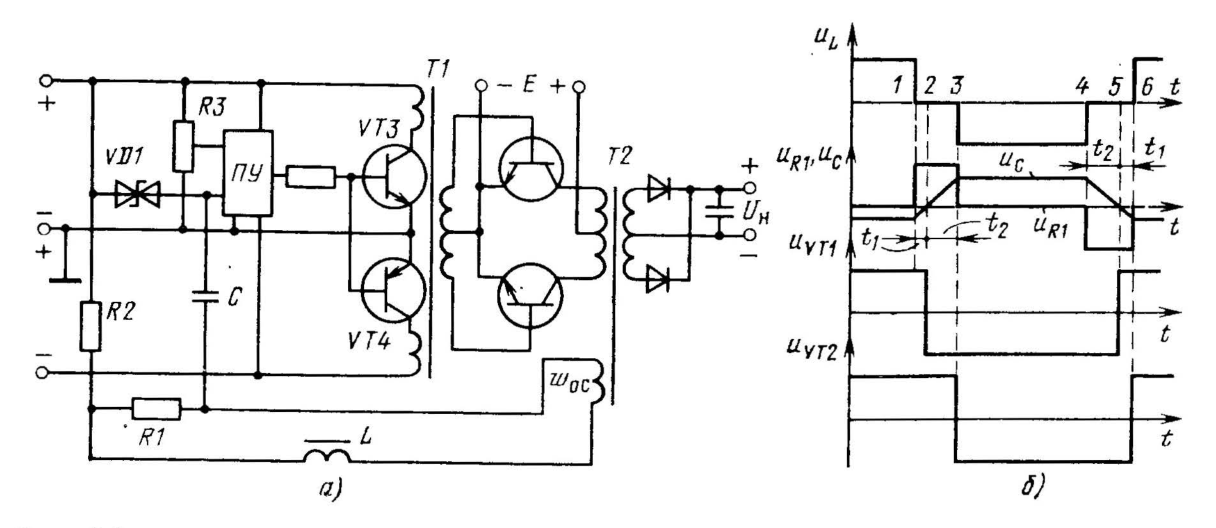


Рис. 3.9

чале следующего полупериода к базе мощного транзистора надежно приложено отпирающее напряжение любой необходимой мощности, независимо от вида нагрузки, поскольку трансформатор *Т1* никак не связан с нагрузкой. Таким образом обеспечивается надежная генерация схемы *ЗГ* при любой необходимой мощности и виде нагрузки.

Осуществить симметричную работу плеч нерегулируемого ТДК с помощью коммутирующего дросселя можно и для полумостовой схемы, как показано на рис. 3.8. Однако необходимо ввести в схему дополнительный импульсный трансформатор *Т2*, который передает энергию, запасенную в дросселе *L* в момент его насыщения, на базы транзисторов *VT1*, *VT2*, осуществляя их форсированное закрывание. Синхронизация генератора *ЗГ* может осуществляться через конденсатор *С* напряжением, снимаемым с обмотки трансформатора *Т1*.

Исключить несимметрию плеч схемы нерегулируемого ТДК, вызванную инерционностью мощных транзисторов, можно задержкой фронта импульса управления мощного транзистора на время закрывания транзистора, открытого в предыдущий полупериод [49]. В этом случае увеличение времени открытого состояния транзисторов оказывается одинаковым, а режим перемагничивания трансформатора — симметричным.

На рис. 3.9, *а* приведена схема, осуществляющая суммирование времени закрывания транзисторов в смежные полупериоды, а на рис. 3.9, *б* показаны временные диаграммы напряжений.

В момент насыщения коммутирующего дросселя *L* (точка *1* на рис. 3.9, *б*) напряжение обмотки $w_{о.с}$ трансформатора *Т2* прикладывается к резистору *R1*. Напряжение u_{R1} выбирается больше напряжения пробоя стабилитрона *VD1*. Стабилитрон пробивается, и конденсатор *С* начинает перезаряжаться. В момент равенства нулю напряжения u_C на конденсаторе *С* (точка *2*) пороговое устройство *ПУ* опрокидывается, переключаются транзисторы *VT3*, *VT4*, что приводит к изменению знака напряжения, поступающего с *Т1* на вход транзисторов *VT1*, *VT2*. Напряжение на обмотках *Т2* изменит свою полярность через время t_2, равное времени закрывания мощного транзистора. В течение этого времени конденсатор *С* зарядится до определенного значения. В точке *3* напряжение на обмотках *Т2* изменит свою полярность, дроссель *L* выйдет из насыщения и начнет перемагничиваться. Стабилитрон *VD1* закрывается, а напряжение на конденсаторе *С* перестает изменяться и устанавливается на уровне, значение u_C которого пропорционально времени t_2.

В точке *4* дроссель *L* вновь насыщается, и, поскольку постоянная времени перезаряда конденсатора *С* в смежные полупериоды одинакова, время его пере-

заряда до нулевого уровня будет также равно времени t_2 закрывания мощного транзистора, открытого в предыдущий полупериод.

Таким образом, исключается несимметрия перемагничивания трансформатора, обусловленная неоднозначностью времени закрывания мощных транзисторов как в установившемся режиме, так и при скачкообразных изменениях тока нагрузки. Частотные возможности схемы с точки зрения ее симметрирования практически не ограничены. Аналогичным путем можно симметрировать и регулируемый ТДК, функции времязадающего элемента в котором выполняет ШИМ.

3.3. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО-ПАРАЛЛЕЛЬНОЕ СОЕДИНЕНИЕ КОНВЕРТОРОВ

При проектировании ТДК наряду с необходимостью устранения протекания сквозных токов и решения вопросов симметрирования режимов его работы необходимо обеспечить требуемый запас по напряжению $k_з$ между коллектором и эмиттером мощного транзистора, когда он закрыт. Как было показано выше, напряжение $U_{КЭ}$ на закрытом транзисторе может достигать в однотактном и двухтактном конверторах максимального уровня напряжения первичной сети (342 В для однофазной сети и 590 В для трехфазной сети) и даже превышать этот уровень в зависимости от типа конвертора.

В настоящее время наиболее широкое применение в конверторах находят транзисторы, рассчитанные на допустимое постоянное напряжение $U_{КЭ} = 400$ В. Следовательно, для получения требуемого запаса по напряжению на транзисторах конвертора необходимо выполнить последовательное соединение однотипных конверторов по входным цепям и параллельное по выходным, как показано на рис. 3.10. При таком типе соединений конверторов (ПС — ПР) их число определяется из соотношения $N = E_{max}/k_c k_з U_{КЭ}$. Например, для трехфазной сети при $k_з = 0{,}6$ и $U_{КЭ} = 400$ В необходимо последовательно включить не менее трех конверторов, а для однофазной сети при тех же условиях — не менее двух. При этом $k_c = 1$ для полумостовой и мостовой схем конверторов и $k_c = 0{,}5$ для схемы со средней точкой.

Тип транзистора необходимо выбирать исходя из значения тока коллектора, который определяется из соотношения $I_К = (I_н/N)\,k$. Сигналы управления поступают синхронно и синфазно на все конверторы с соответствующим коэффициентом заполнения γ.

При соединении конверторов вида ПС — ПР с использованием отдельных трансформаторов необходимым условием работоспособности является равномер-

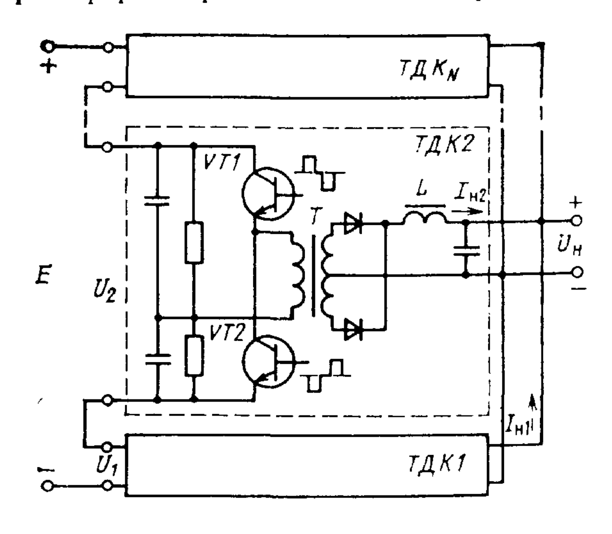


Рис. 3.10

Рис. 3.11

ное распределение входного напряжения и тока нагрузки $I_н$ между конверторами, которое обусловлено прежде всего совпадением их коэффициентов трансформации k и разбросом индуктивности дросселей конверторов.

На рис. 3.11 приведены диаграммы токов и напряжений для двух конверторов с различной индуктивностью дросселей $L1$, $L2$.

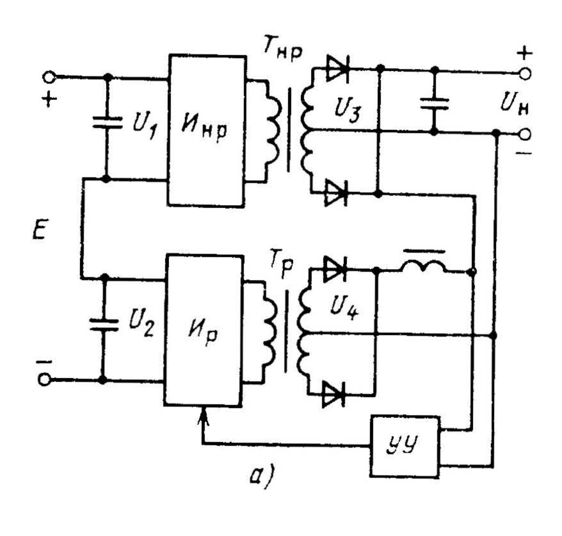
К моменту t_1 открывания транзисторов конверторов из-за разброса индуктивности появляется различие в токах конверторов $\Delta i = i_{2\,\min} - i_{1\,\min} = U_н \times (1-\gamma)T(L_2 - L_1)/L_1L_2$. В момент открывания транзисторов ток первичной цепи определяется меньшим значением тока одного из конверторов, т. е. $i_1(\gamma) = \min\{i_{н1}, i_{н2},\}k$. Поэтому практически все входное напряжение E будет приложено к менее нагруженному конвертору до момента $t_2 = U_н(1-\gamma) \times (L_1 - L_2)T/[U_н(L_2 - L_1) + Ek]$.

На входе более загруженного конвертора напряжение почти отсутствует. Ток менее загруженного конвертора начнет быстро увеличиваться, а более загруженного продолжает уменьшаться с прежней скоростью. В момент t_2 токи конверторов выравниваются и напряжение E распределится между конверторами с учетом индуктивностей дросселей.

Для устранения этих режимов на входе каждого конвертора, собранного по однотактной, мостовой схемам или по схеме со средней точкой, необходимо включать конденсатор [23]. В этом случае недостающий ток Δi в течение времени $t_1 - t_2$ потребляется от этого конденсатора, что исключает броски напряжения на элементах конверторов. При этом неравномерность загрузки по напряжению последовательно включенных конверторов может быть снижена до 1—2 %.

Соединение вида ПС — ПР регулирующих двухтактных [50] и однотактных [51] конверторов может быть выполнено на общем трансформаторе. Если соединяются последовательно конверторы, выполненные по полумостовой схеме на основе общего трансформатора, то необходимо выравнивать напряжения на конденсаторах емкостных делителей параметрическим распределением напряжения с помощью резисторов. В противном случае неравенство напряжений на конденсаторах, обусловленное допустимым отклонением (±30 %) номинальной емкости конденсатора, вызывает значительное подмагничивание трансформатора при пуске конвертора, что может привести к отказу мощных транзисторов.

При соединении вида ПС—ПР однотипных конверторов все они участвуют в процессе регулирования напряжения за счет изменения коэффициента заполнения γ, что ухудшает энергетические и массогабаритные показатели ИВЭП. Улучшить эти показатели можно соединением вида ПС — ПР нерегулируемых и регулируемых конверторов, число которых можно определить из соотношений $N_{нр} =$



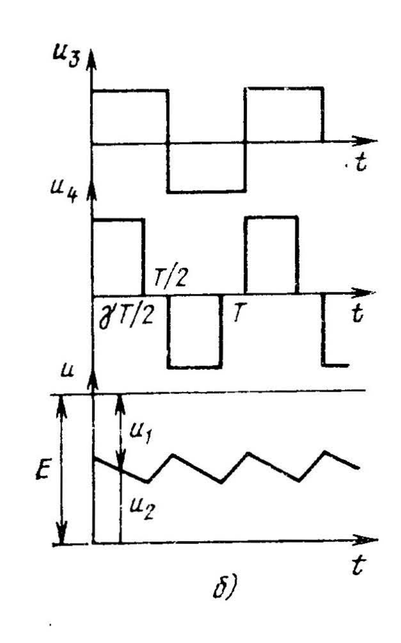


Рис. 3.12

$= U_1/k_c k_з U_{КЭ}$; $N_р = U_2/k_c k_з U_{КЭ}$, где U_1, U_2 — напряжения на входе нерегулируемой и регулируемой частей конверторов.

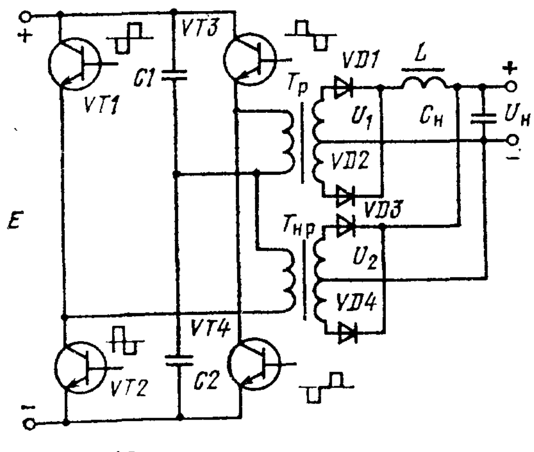


Рис. 3.13

На рис. 3.12, *а* показана схема соединения вида ПС—ПР двух конверторов, выполненных на основе нерегулируемого инвертора $И_р$ и регулируемого $И_р$ управляемого сигналом от *УУ* с коэффициентом заполнения γ, на выходе которых включен *LC*-фильтр.

Нерегулируемый инвертор передает энергию в течение всего периода его работы (рис. 3.12, *б*), и напряжение $U_н$ без учета потерь на элементах выпрямителя и дросселя определяется коэффициентом трансформации k_1 трансформатора $T_{нр}$. Для регулируемого конвертора напряжение $U_н$ определяется коэффициентом k_2 трансформатора $T_р$ и коэффициентом γ.

Напряжение E распределяется между конверторами согласно выражениям $U_1 = E/(k_1 + k_2/\gamma)$; $U_2 = E/(1 + k_1\gamma/k_2)$. Мощность регулируемого конвертора определяется из соотношения $P_р = P_н/(1 + k_1\gamma/k_2)$, и при минимальном коэффициенте заполнения $\gamma_{min} = 0{,}5$ и при $k_1/k_2 \geqslant 5$ мощность $P_р$ составляет 30 % от мощности нагрузки. Причем если увеличивать отношение k_1/k_2 и коэффициент γ, то отношение $P_р/P_н$ еще больше уменьшится, что способствует улучшению показателей ИВЭП и говорит о высокой эффективности использования соединения вида ПС—ПР для регулируемых и нерегулируемых конверторов.

Этот результат можно получить при соединении вида ПС — ПР конверторов разного типа. Например, на рис. 3.13 регулируемый конвертор собран по полумостовой схеме (элементы *C1*, *C2*, *VT3*, *VT4*, $T_р$, *VD1*, *VD2*, *L*, $C_н$) и рассчитан на меньшую мощность, чем нерегулируемый конвертор, выполненный по мостовой схеме (элементы *VT1* — *VT4*, $T_{нр}$, *VD3*, *VD4*). Первичные обмотки трансформаторов $T_р$, $T_{нр}$ включены последовательно, а вторичные — через выпрямители параллельно, причем выходное напряжение регулируемого конвертора должно быть больше напряжения нерегулируемого. Данная схема обеспечивает неполную глубину модуляции входного напряжения.

В начале полупериода включаются, например, транзисторы *VT3*, *VT2*. В течение времени $\gamma T/2$ в нагрузку происходит отдача энергии источника E через трансформаторы $T_р$ и $T_{нр}$, конденсатором *C1* — через трансформатор $T_р$. При этом конденсатор *C2* подзаряжается до напряжения $E/2$. С момента времени, когда транзистор *VT3* закрывается сигналом управления, а транзистор *VT2* остается открытым, и до конца полупериода энергия конденсатором *C2* передается в нагрузку через трансформатор $T_{нр}$ и конденсатор *C1* подзаряжается до напряжения $E/2$.

3.4. МОДУЛЬНЫЙ ПРИНЦИП ПОВЫШЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ ИСТОЧНИКОВ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Для ИВЭП современных РЭА, как уже отмечалось, одним из основных требований является обеспечение высокой надежности получения электрической энергии требуемого качества при высоких энергетических и удельных по массе и объему показателей. Обеспечить надежность ИВЭП при выполнении этих условий можно путем модульного принципа его построения, который представляет собой разделение принципиальной схемы ИВЭП на функциональные узлы исходя из условия возможности их резервирования и разбиение каждого узла на соответствующее число основных *N* и резервных *F* модулей, соединенных по вход-

ным и выходным цепям параллельно, как показано на рис. 3.14. Причем каждый неисправный модуль исключается из набора и не оказывает влияния на работу остальных.

При модульном принципе повышения надежности необходимо решить задачу оптимального резервирования узлов ИВЭП, которая заключается в достижении заданной надежности $p_{зад}$ ИВЭП в течение заданного времени t_0 при минимальном увеличении (уменьшении) одного из показателей W (например, массы, объема, КПД, стоимости):

$$p(N_i,\ F_i) = p_{зад};$$

$$W = \sum_{i=1}^{m} \omega_i (N_i + F_i) \rightarrow \min$$

или в достижении максимальной надежности при заданном показателе ИВЭП

$$W(N_i,\ F_i) = W_{зад};$$

$$p(N_i,\ F_i) \rightarrow \max,$$

где i — номер функционального узла; ω_i — параметр модуля i-го узла.

Вероятность безотказной работы p ИВЭП с модульным принципом резервирования (рис. 3.14) определяется согласно выражению [52].

$$p = \prod_{i=1}^{m} \sum_{j=0}^{F_i} C^j_{N_i+F_i}\, p_i^{N_i+F_i-j} (1-p_i)^j\ ,$$

где $C_{Ni+Fi} = (N_i + F_i)!/(N_i + F_i - j)!\, j\,!$ — биномиальный коэффициент; j — число отказавших модулей; p_i — вероятность безотказной работы i-го модуля в течение времени t_0.

Добавление к основным модулям N_i резервного вызывает увеличение надежности функционального узла на значение Δp_i, а также ухудшение показателя узла, для оценки значения которого можно применить целевую функцию $q_i = \Delta p_i / \Sigma\, \omega_i (N_i)$.

Для расчета оптимального модульного принципа резервирования ИВЭП на основе выбранных целевых функций и ограничений целесообразно применить метод наискорейшего спуска, так как он требует значительно меньшего объема вычислений, чем, например, метод динамического программирования.

Результатом расчетов является число N основных и F резервных модулей для каждого i-го участка резервирования, а также значения получаемой вероятности и заданного показателя ИВЭП. На рис. 3.15 приведена схема резервированного ИВЭП с бестрансформаторным входом с указанием числа модулей в каждом узле при условии получения заданной надежности p (5000) — 0,9998 и минимальной массы для ИВЭП, принципиальная схема которого приведена на рис. 8.2.

Масса выпрямителя B будет наименьшей, если каждый из девяти модулей выполнен по мостовой схеме на диодах типа КД105Р с ограничительным резистором R_0 = 18 Ом (см. рис. 2.7). Сетевой фильтр $СФ$ представляет собой параллельное соединение шести модулей, состоящих из двух последовательно соединенных конденсаторов.

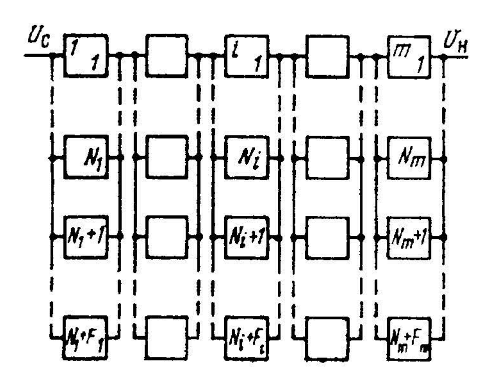


Рис. 3.14

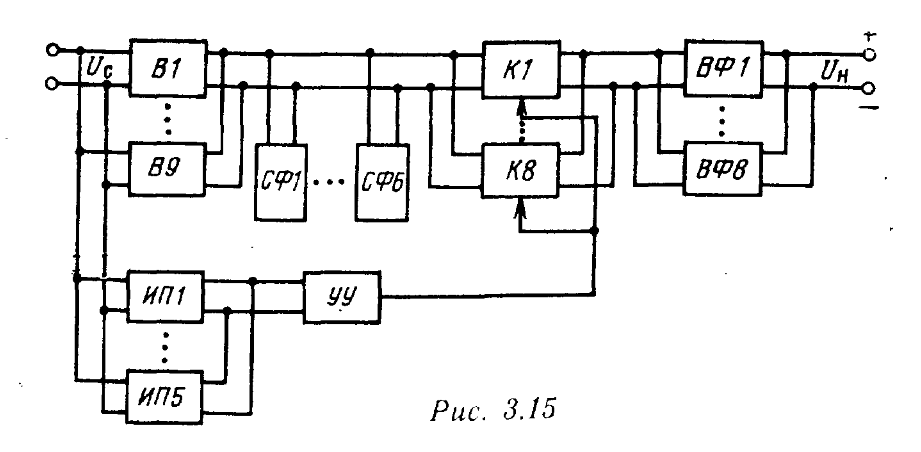


Рис. 3.15

Резервированный регулирующий конвертор *К* включает восемь модулей, каждый из которых состоит из полумостовой схемы инвертора со схемой усиления сигнала управления и высокочастотного выпрямителя. Выходной фильтр *ВФ* имеет восемь модулей, состоящих из цепей последовательно соединенных двух дросселей и двух конденсаторов. Резервированный источник питания *ИП* состоит из пяти модулей. Устройство управления выполнено в виде отдельного модуля, повышение надежности которого обеспечивается путем резервирования отдельных элементов и широким применением интегральных схем.

Глава IV.

ТРЕБОВАНИЯ, СТРУКТУРА И ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УЗЛЫ УСТРОЙСТВ УПРАВЛЕНИЯ ИСТОЧНИКАМИ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ С БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫМ ВХОДОМ

4.1. ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К УСТРОЙСТВАМ УПРАВЛЕНИЯ

Развитие силовой транзисторной электроники, началом которого можно считать появление первого (в оригинале измерительного преобразователя постоянного напряжения, широко известного как «генератор Ройера» (1955 г.), привело к созданию большого класса транзисторных преобразователей, мощности (как автогенераторных, так и с внешним возбуждением или управлением). При этом количество широко используемых схем непосредственно преобразователей постоянного напряжения — конверторов (К) — явно уступает разнообразию существующих устройств управления последними. Объясняется это вероятно, меньшим, относительно К, влиянием УУ на энергетические и массогабаритные показатели ИВЭП в целом и отсутствием в литературе достаточного освещения этого вопроса. Зачастую неоправданное усложнение УУ служит причиной снижения надежности и ухудшения технологичности изготовления и эксплуатации источников питания РЭА.

Функции УУ можно определить как регулирование (стабилизацию) выходных параметров ИВЭП на заданном уровне и обеспечение безотказного функционирования в переходных и аварийных режимах путем формирования импульсов напряжений, обеспечивающих качественное управление мощными транзисторами ключевых ИВЭП.

Требования, предъявляемые к УУ низковольтных по входу (27 В) ключевых ИВЭП, могут быть сформулированы следующим образом [53]: обеспечение двухполярного низковольтного сигнала управления мощными транзисторами с минимальной длительностью фронта импульса, требуемой амплитудой прямого тока базы и высоким значением обратного тока на этапе закрывания транзисторов; получение линейной регулировочной характеристики *УУ* в широком диапазоне изменения коэффициента заполнения импульсов управления $0 \leqslant \gamma \leqslant 1$; отсутствие инерционности *УУ*; достижение минимальных потребляемой мощности и габаритов *УУ*; наличие гальванической развязки между источником питания *УУ*, управляющим входом и цепью управления транзистором.

Кроме того, к *УУ* источников электропитания с бестрансформаторным входом предъявляют дополнительные требования, связанные с невысокой устойчивостью высоковольтных транзисторов даже к кратковременным перегрузкам по мощности, которые в низковольтных (по входу) источниках приводят к снижению КПД, в то время как ИВЭП с бестрансформаторным входом становятся практически неработоспособными. К требованиям, исключающим кратковременные перегрузки по мощности, можно отнести следующие: исключение сквозных токов через мощные транзисторы в установившихся и переходных режимах, для чего в *УУ* вводится гарантированная пауза ($\gamma_{max} < 1$), либо автоматическая задержка открывания транзистора на время рассасывания избыточного заряда в базе закрываемого; отсутствие подмагничивания трансформатора инвертора в двухтактных схемах, для чего *УУ* должно обеспечить минимум времени закрывания транзисторов и симметрирование длительностей импульсов в смежные полупериоды либо, как минимум, полное отсутствие собственной несимметрии, вносимой *УУ*; исключение перегрузок по мощности из-за отсутствия работы транзисторов в активной области при переходных режимах (открывание и закрывание), для чего *УУ* должно обеспечивать апериодический (без перерегулирования) заряд конденсатора выходного фильтра за счет введения цепочек «плавного пуска», изменяющих коэффициент заполнения от $\gamma = 0$ до $\gamma = \gamma_{ном}$, и отключение *УУ* при питающих его напряжениях, меньших заданного значения [54]; обеспечение быстродействующей защиты от перегрузок и аварийных режимов путем закрывания транзисторов при токах коллектора, меньших допустимых, что предполагает использование транзисторов в виде ненасыщенных ключей либо обязательное наличие индуктивностей, ограниивающих скорость нарастания тока за время закрывания транзистора таким образом, чтобы обеспечивалось условие $I_{кm} \leqslant I_{К\ доп}$.

4.2. КЛАССИФИКАЦИЯ И СОСТАВ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ УЗЛОВ

Схема ИВЭП с бестрансформаторным входом может быть сведена к структуре, изображенной на рис. 4.1, которая включает в себя следующие функциональные узлы: источник питания устройства управления *ИПУУ*; модулятор длительности импульсов *МДИ*; устройство защиты *УЗ*; логическую схему *ЛС* для объединения сигналов *МДИ* и *УЗ*; формирователь управляющего напряжения *ФУН* для мощных транзисторов конвертора; конвертор *К* и фильтр *Ф*.

По способу организации питания *УУ* источники питания можно разделить на следующие: *ИПУУ*, подключенные непосредственно ко входному напряжению и обеспечивающие питание УУ независимо от наличия напряжения на выходе К как при $U_н = 0$, $R_н = 0$, так и при $I_н = 0$, $R_н \to \infty$; *ИПУУ* с запускающими цепочками, кратковременно подключенными ко входному напряжению с последующим переходом на питание с выхода *Ф* либо от специальной обмотки трансформатора *К*. Варианты исполнения *ИПУУ* подробно рассмотрены в следующем параграфе.

Модулятор длительности импульсов формирует импульсную последовательность с заданным соотношением времени импульса к времени паузы. В зависимости от выбранной схемы *К* могут использоваться следующие виды модуляции: фазо-импульсная модуляция (ФИМ); частотно-импульсная модуляция (ЧИМ); широтно-импульсная модуляция (ШИМ). Сравнительный анализ способов модуляции с точки зрения характеристик преобразователя напряжения дан в [15]. Здесь же рассмотрим варианты построения *УУ* для различных способов модуляции.

Схемы УУ с ФИМ, подробно рассмотренные в [53], наиболее эффективны для *УУ* однотактных регуляторов напряжения либо тока, где требуемая относительная длительность открытого состояния ключа лежит в пределах $0 \leqslant \gamma \leqslant 1$.

Схемы *УУ* с ЧИМ наиболее просты, поскольку для *К* с индуктивностью в цепи переменного тока наиболее просто обеспечивается автогенераторный режим функционирования. Это исключает необходимость в специальном ИПУУ, поскольку в качестве последнего используется выходное напряжение ИВЭП. Кроме того, подобные *УУ* не требуют устройства защиты от перегрузок по току, так как эти функции автоматически выполняются мощным преобразователем. Недостатком ИВЭП с ЧИМ являются треугольная форма тока в силовой цепи и невозможность работы при $I_н = 0$, что ограничивает мощность пре-

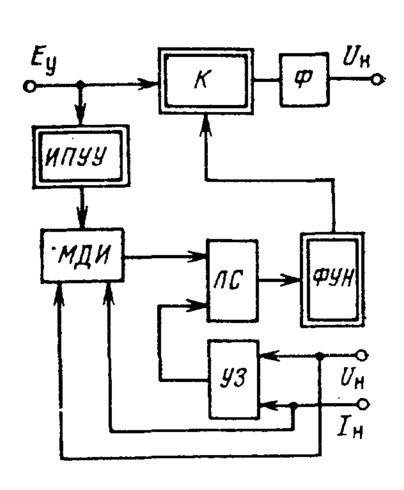


Рис. 4.1

образования и область их применения. Подробный анализ этих устройств проведен в гл. VI.

Наиболее широкое применение нашли ключевые ИВЭП с ШИМ, что объясняется их благоприятными характеристиками (при $f = \text{const}$, $0 \leqslant \gamma \leqslant 1$ ток нагрузки изменяется от 0 до $I_{\text{н max}}$). Вопросы построения модуляторов средствами интегральной схемотехники не представляют затруднений, поэтому ниже рассматриваются вопросы согласования ШИМ с входами мощных транзисторов. В подавляющем большинстве случаев в требования к ИВЭП входит обеспечение гальванической развязки питающей сети, к которой подключены транзисторы, и нагрузки, связанной с усилителем сигнала рассогласования ШИМ. В качестве развязывающего элемента, передающего импульсную информацию, в настоящее время могут применяться оптроны либо трансформаторы.

Несомненными преимуществами оптронной развязки по сравнению с трансформаторной являются ее технологичность, малые габариты и возможность передавать любой импульсный сигнал в широком диапазоне изменения необходимых для ИВЭП параметров ($0 < f < f_{\max}$ при $0 < \gamma < 1$), что определяет предпочтительность применения оптронов в чисто информационных каналах устройств.

Однако для УУ важны также энергетические аспекты преобразования выходных сигналов ШИМ, питающихся от напряжений 15—30 В, в импульсы тока управления мощных транзисторов с прямым падением напряжения на переходах $U_{\text{БЭ}} \approx 1$ В, что требует применения трансформаторов. Кроме того, для управления мостовыми и полумостовыми схемами K, в которых эмиттеры транзисторов не имеют гальванической связи, необходимы источники вспомогательных низких напряжений, выполненных на основе автогенераторных схем преобразователя с высокочастотным трансформатором [4].

Поскольку в конечном счете избежать применения трансформаторов в УУ ИВЭП не удается, то представляет интерес разработка и анализ таких схем УУ, в которых функции согласования и гальванической развязки совмещены в трансформаторном узле формирователя управляющего напряжения (ФУН). Формирователем управляющего напряжения назовем устройство, преобразующее выходной сигнал компаратора ШИМ в управляющее мощными транзисторами напряжение необходимой формы и мощности. В зависимости от способа построения ИПУУ формирователи управляющих напряжений с внешним возбуждением можно разделить на две большие группы: УУ на основе автогенераторного нерегулируемого преобразователя напряжения (АНПН) малой мощности, в которых АНПН подключается к сетевому напряжению через балластный элемент и выпрямитель [54] — в этом случае АНПН выполняет функции ИПУУ, задающего генератора и устройства гальванической развязки; УУ на основе бестрансформаторного задающего генератора (RC-релаксатора) — используется в тех случаях, когда питание УУ осуществляется от уже имеющегося источника постоянного напряжения, например выпрямителя после сетевого трансформатора

(50—400 Гц). Обзор и сравнительный анализ различных схем двух групп формирователей даны в гл. VII.

Устройства защиты предназначены для исключения выхода из строя ИВЭП при увеличении тока нагрузки выше заданного значения и выхода из строя нагрузки РЭА при нарушении функционирования ИВЭП, т. е. при $U_{вых} > U_{н.ном}$. Токовая защита ИВЭП может осуществляться следующими способами: отключением K при $I_н > I_{нmax}$ с самоблокировкой [50]; отключением K на ограниченный интервал времени с последующим включением с использованием цепочки плавного пуска [55]; ограничением тока нагрузки на таком уровне в режиме короткого замыкания, при котором выполнялось бы условие $I_{К\ m} \leqslant I_{Кдоп}$ [56.]

Устройство защиты нагрузки от перенапряжений дублирует функции стабилизатора выходного напряжения ($U_н \leqslant U_{н\cdot ном}$). Наиболее просто и надежно устройство защиты выполняется в виде тиристора, шунтирующего выход ИВЭП. В том случае когда неисправность возникла в цепи обратной связи регулирования напряжения, то срабатывает защита по току, а когда в цепи передачи импульсного сигнала (от ШИМ до входа мощных транзисторов), то после выхода из строя транзисторов сгорают плавкие предохранители.

4.3. ИСТОЧНИКИ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ДЛЯ УСТРОЙСТВ УПРАВЛЕНИЯ

Применение отдельного источника питания для УУ позволяет независимо от состояния силовой части ($R_н = 0$ или $R_н \to \infty$) контролировать процессы, происходящие как в питающей сети,так и в нагрузке, что упрощает задачу построения надежного УУ, но в этом случае появляется необходимость в маломощном источнике питания $U_н = 30—50$ В и $P_н = 2—5$ Вт от сети 220—380 В, 50 Гц. Использование трансформаторов на низкой частоте приводит к неудовлетворительным массогабаритным показателям и, кроме того, нарушает единство технологии изготовления моточных узлов ИВЭП. Применение АНПН с питанием от выпрямленного напряжения сети ($E = 342$ В) на мощных транзисторах (КТ809) приводит к использованию синхронизируемых полумостовых схем преобразователей напряжения, в которых за счет разброса времени закрывания транзисторов длительности полупериодов и амплитуды напряжений неидентичны, что вносит дополнительную несимметрию в УУ.

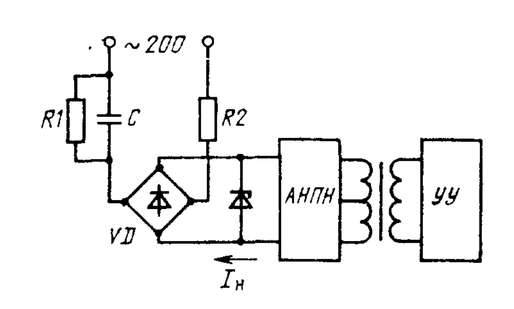


Рис. 4.2

Хорошие результаты дает включение низковольтной (30—50 В) схемы *АНПН* на маломощных высокочастотных транзисторах (рис. 4.2) через балластный конденсатор C и выпрямитель VD к сети

переменного напряжения [50]. В этом случае при токах коллектора 0,05—0,1 А транзисторов *АНПН* удается получить симметричные прямоугольные импульсы напряжения с длительностью фронтов 0,1 мкс. Применение в качестве *АНПН* схем с насыщающимся трансформатором по ряду причин негативно сказывается на *УУ* в целом, поэтому необходимы более сложные схемы преобразователей, обзору и сравнительному анализу которых на различные мощности нагрузки посвящена гл. V. Резистор *R2* в схеме рис. 4.2 необходим для ограничения тока через диоды *VD* при включении, а *R1* — для разряда бумажного конденсатора *C* в выключенном состоянии устройства. Необходимую емкость конденсатора *C* можно найти из выражения [26]

$$C = \pi I_н / 2\omega_с \, (E - U_{АНПН}), \qquad (4.1)$$

где $I_н$, $U_{АНПН}$ — потребляемый ток и входное напряжение АНПН; $\omega_с$ — круговая частота питающей сети; E — амплитуда переменного напряжения сети.

Очевидно, что минимум емкости конденсатора C при постоянной потребляемой мощности АНПН $P_н = I_н U_{АНПН}$ определится из выражения (4.1):

$$C = \pi P_н / 2\omega_с \, U_{АНПН} (E - U_{АНПН}) \big|_{U_{АНПН} = 0{,}5E} = C_{min}.$$

Глава V.

АВТОГЕНЕРАТОРНЫЕ НЕРЕГУЛИРУЕМЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

Автогенераторные нерегулируемые преобразователи напряжения при работе в составе УУ выполняют следующие функции: формирование низкого (2—3 В) напряжения, необходимого для управления мощными транзисторами; образование пилообразного напряжения для широтно-импульсного модулятора с гальванической развязкой от питающего напряжения; формирование постоянных напряжений для питания элементов УУ, гальванически не связанных с питающим напряжением, с целью унификации УУ для преобразователей с различными входными и выходными параметрами.

Исходя из выполняемых функций к АНПН предъявляют следующие требования: возможность питания от переменного либо выпрямленного напряжения сети; выходная мощность 2—5 Вт; максимально возможная симметрия по полупериодам выходного напряжения ($u_1 = u_2$, $t_1 = t_2$), поскольку из последнего формируется пилообразное напряжение, идентичность которого в смежные полупериоды существенно влияет на КПД и надежность усилителя мощности; минимальная длительность фронтов для уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения, питающего элементы УУ; минимум обмоточных элементов, что

приводит, как правило, к выполнению АНПН по схеме с насыщающимся трансформатором.

Сравнительный анализ различных схем АНПН целесообразно провести: по потерям в цепи управления $P_у$, в которые входят затраты мощности на поддержание транзисторов в насыщенном состоянии, и в цепи, обеспечивающей запуск схемы [57]; по потерям, являющимся следствием переключения транзисторов, зависящим от способа коммутации последних.

5.1. АНАЛИЗ ПОТЕРЬ В ЦЕПИ УПРАВЛЕНИЯ АВТОГЕНЕРАТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Для упрощения анализа потерь в цепи управления определим относительную мощность потерь как $P^* = P_у/P_п$, где $P_п = I_К E_у$ — мощность преобразования; $I_К$ — коллекторный ток транзисторов; $E_у$ — ЭДС источника питания.

Для схемы Ройера с резистивным делителем в базовой цепи (рис. 5.1, *а*) справедливо выражение

$$P_у = k_у U_{БЭ} (k_Б I_К/h_{21Э}) + [E_у + U_{БЭ} (k_у - 1)]^2/R_{см}, \qquad (5.1)$$

где $k_у = U_б/U_{БЭ}$ — отношение напряжения базовой обмотки к напряжению на эмиттерном переходе насыщенного транзистора; $k_Б = h_{21Э} I_Б/I_К$ — коэффициент избыточности тока базы.

Сопротивление резистора $R_б$ определяется из условия насыщения транзистора:

$$R_б = h_{21Э} U_{БЭ} (k_у - 1)/k_Б I_К. \qquad (5.2)$$

Сопротивление резистора $R_{см}$ найдем из условия равенства падения напряжения на $R_б$ напряжению $U_{БЭ}$ при отключенных базо-эмиттерных переходах транзисторов:

$$R_{см} = R_б (E_у - U_{БЭ})/U_{БЭ}. \qquad (5.3)$$

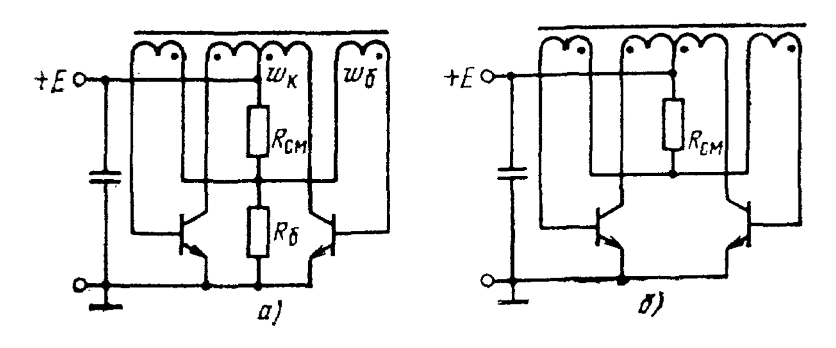


Рис. 5.1

Подставив (5.2) и (5.3) в (5.1), получим

$$P^* = \frac{k_Б}{h_{21Э}} \left[\frac{[E_у + U_{БЭ}(k_у - 1)]^2}{E_у (k_у - 1)(E_у - U_{БЭ})} + \frac{k_у U_{БЭ}}{E_у} \right]. \quad (5.4)$$

Минимальные потери в цепи управления без учета тока смещения определяются [23] при

$$k_у = k_{у.опт} = \frac{1}{\delta_у} \left(1 + \sqrt{1 - \delta_у \delta_Б}\right), \quad (5.5)$$

где $\delta_у = U_{б\,min}/U_{б\,max}$ — относительное изменение напряжения базовой обмотки; $\delta_Б = U_{БЭ\,min}/U_{БЭ\,max}$ — относительное изменение напряжения базо-эмиттерного перехода.

В УУ напряжение питания АНПН, как правило, предварительно стабилизируется ($\delta_у \to 1$), поэтому даже при $\delta_Б = 0{,}5$, полученном из (5.5), оптимальное значение $k_{у.опт} = 1{,}7$.

С учетом тока смещения, рассматривая (5.4) как функцию $k_у$, можно показать, что существует минимум этой функции, т. е. для конкретного значения E можно найти такое

$$k'_{у.опт} = \sqrt{E_у/U_{БЭ}} + 1, \quad (5.6)$$

при котором P^* минимально.

Уравнение (5.6) представлено графически на рис. 5.4, из которого видно, что $k'_{у.опт}$ всегда больше $k_{у.опт}$ [см. (5.5)] и уже при $E \approx 6$ В достигает предельного для большинства транзисторов значения, ограниченного допустимым обратным (закрывающим) напряжением эмиттерного перехода:

$$U_{БЭ\,з} = U_{БЭ}(2k_у - 1) \leqslant U_{БЭ\,доп} \quad (5.7)$$

или

$$k_у \leqslant (U_{БЭ\,доп} + U_{БЭ})/2U_{БЭ} = (5 + 0{,}8)/1{,}6 \approx 3{,}6.$$

Зависимости $P^*(E_у)$, соответствующие (5.4), показаны на рис. 5.4 (кривые *а*) при $k_Б = 1{,}2$; $h_{21э} = 20$; $U_{БЭ} = 0{,}8$ В. Предельное значение

$$P^*(E_у)|_{E \to \infty} = k_Б/h_{21Э}(k_у - 1).$$

Эффективность пусковой цепочки можно определить отношением тока смещения к насыщающему базовому току. Для схемы на рис. 5.1,*а* $k_{см} = I_{см}/I_Б = [E_у + U_{БЭ}(k_у - 1)]/(E_у - U_{БЭ})(k_у - 1)$, из которого видно, что при $k_у = 2$ ток $I_{см}$ всегда больше $I_Б$.

В схеме без базового резистора (рис. 5.1, *б*) весь базовый ток протекает через $R_{см}$. Мощность $P_у$ определится потерями на эмиттерном переходе, в базовой обмотке и на $R_{см}$:

$$P_у = \frac{[E_у - U_{БЭ}(1 - \tilde{k}_у)]^2}{R_{см}} + \frac{k_Б I_К}{h_{21Э}}(U_Б + U_{БЭ}).$$

После преобразований получим

$$P^* = \frac{k_Б}{h_{21Э}} \left(1 + \frac{2k_у U_{БЭ}}{E_у}\right); \qquad (5.8)$$

$$P^* (E_у)|_{E\to\infty} = k_Б/h_{21Э}.$$

График выражения (5.8) как функции E при тех же значениях $k_Б$, $h_{21Э}$, $U_{БЭ}$ и $k_у = 0{,}5$ показывает (кривая *б* на рис. 5.4), что схема без базового резистора может быть эффективнее предыдущей при низких (2—10 В) значениях питающего напряжения. Причем если для схемы на рис. 5.1, *а* значение $k_у$ ограничивалось сверху допустимым обратным напряжением эмиттерного перехода (5.7), то для данной схемы $k_у$ ограничен снизу ($P^* \to P^*_{min}$ при $k_у \to 0$) условиями надежного закрывания транзистора (5.7). Для кремниевых транзисторов $k_у \approx 0{,}5$, а для германиевых необходимо запирающее напряжение обратного знака, т. е. $k_у \approx 1—1{,}5$. Коэффициент $k_{см}$ всегда равен единице.

Рассмотренные схемы характеризуются большими потерями в цепи смещения: $P_{см} = (0{,}6—0{,}95)\ P_у$, поскольку ток смещения выбирается не из соображений обеспечения минимально необходимого тока базы по условиям самовозбуждения преобразователя, а по условию (5.3), которое должно гарантировать приоткрытое состояние транзисторов с учетом возможных разбросов и температурных уходов параметров $\Delta U_{БЭ}$, $\Delta R_{см}$, $\Delta R_б$.

Анализ условий самовозбуждения АНПН [58] и экспериментальные данные показывают, что устойчивое возбуждение наблюдается при токе смещения базы $I_{Бсм} = k_{см} I_{Бнас} = (0{,}05—0{,}01)\ I_{Бнас}$, где $I_{Бнас}$ — ток базы в режиме насыщения.

Рассмотрим схемы (рис. 5.2), обеспечивающие поступление всего тока пусковой цепочки в базы транзисторов [59] за счет дополнительного диода в базовой цепи. Поскольку базовый ток замыкается через дополнительный диод, потери в цепи базовой обмотки увеличиваются:

$$P_у = U_{БЭ}\, k_у\, k_Б\, I_К/h_{21Э} + (k_{см}\, k_Б\, I_К/h_{21Э})\,(E + U_{БЭ});$$

$$P^* = (k_Б/h_{21Э}\, E)\,[k_у\, U_{БЭ} + k_{см}\,(E_у + U_{БЭ})]; \qquad (5.9)$$

$$P^* (E_у)\,|_{E\to\infty} = k_{см}\, k_Б/h_{21Э}.$$

Графически выражение (5.9) в функции E при тех же $k_Б$, $h_{21Э}$, $U_{БЭ}$, $k_у = 4$ и $k_{см} = 0{,}02$ представлено на рис. 5.4 кривой *в*.

Для схемы на рис. 5.2, *а* базовый ток замыкается через диод VD, обмотку $w_б$, резистор $R_б$ и эмиттерный переход транзистора VT, при этом напряжение базовой обмотки $U_б = k_у U_{БЭ} \approx 4U_{БЭ}$, а обратное напряжение, приложенное к эмиттерному переходу закрытого транзистора, в отличие от (5.7) определится

$$U_{БЭз} = U_{БЭ}\,(1 + k_у) \approx 5U_{БЭ}. \qquad (5.10)$$

Для схемы по рис. 5.2, *б* базовый ток замыкается через диод *VD*, шунтирующий эмиттерный переход закрытого транзистора *VT*. При этом напряжение базовой обмотки $w_б$ вдвое меньше, чем в предыдущей схеме: $U_б = k_у U_{БЭ} \approx 2\ U_{БЭ}$, а обратное напряжение $U_{БЭ\,з}$ ограничено прямым падением напряжения на открытом диоде $U_{БЭ\,з} = U_{БЭ}$.

Мостовой вариант схемы с шунтирующими диодами [60] используется при повышенных напряжениях питания (рис. 5.2, *в*). Потери в цепи смещения для схем с диодами в базовой цепи незначительны и составляют $P_{см} = (0{,}05 - 0{,}15)\ P_у \approx 0{,}003\ P_п$, т. е. десятые доли процента от мощности преобразования. При этом потери в цепи базовой обмотки вдвое больше за счет дополнительного диода.

В отличие от рассмотренных схем пусковая цепочка может быть выполнена управляемой во времени на транзисторах, при этом потери в цепи базовой обмотки минимизируются условием (5.5), а потери в цепи смещения уменьшаются за счет ограничения времени протекания тока смещения. Импульсы тока смещения могут подаваться: в базу одного из транзисторов преобразователя [61] от внешнего генератора коротких импульсов *ГКИ* (рис. 5.3, *а*); в базу одного из транзисторов от источника тока смещения, отключаемого напряжением специальной обмотки трансформатора АНПН после его возбуждения [62]; в базы двух транзисторов от источника тока смещения при отсутствии напряжений на базовых обмотках [63], т. е. синхронно с коммутацией транзисторов АНПН после его возбуждения (рис. 5.3, *б*).

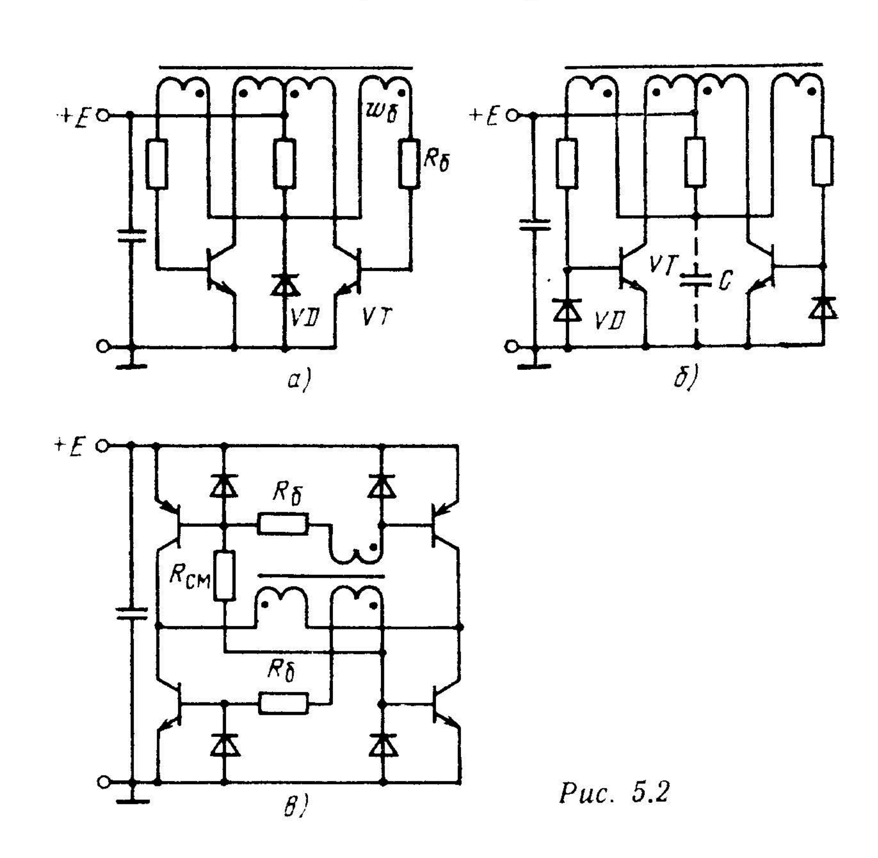


Рис. 5.2

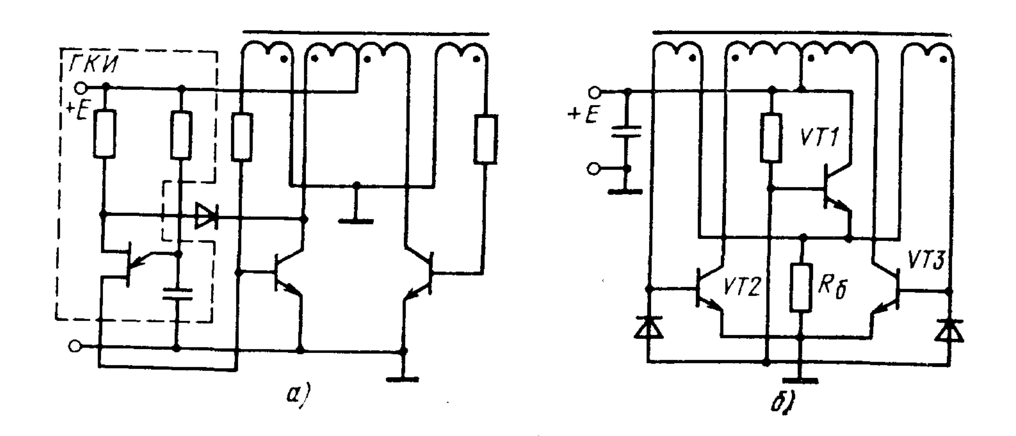


Рис. 5.3

В схеме АНПН с «синхронной» цепочкой смещения пусковой транзистор *VT1* должен иметь сопротивление, удовлетворяющее условию (5.3) для $R_{см}$. После возбуждения преобразователя на базо-эмиттерном переходе *VT1* появится запирающее напряжение $U_{БЭ\,з} = U_б - U_{VD} \approx \approx U_{БЭ}(k_у - 1)$ и потери в цепи смещения уменьшатся до

$$P_{см} = \frac{k_Б\ I_К}{h_{21Э\,п}\ h_{21Э}\ (k_у - 1)}\ [E - 2U_{БЭ}\ (1 - k_у)], \tag{5.11}$$

где $h_{21Э\,п}$ — коэффициент передачи тока пускового транзистора *VT1* С учетом (5.11) для относительной мощности потерь получим

$$P^* = \frac{k_Б}{h_{21Э}} \left[\frac{1}{h_{21\,Э\,п}(k_у - 1)} - \frac{2\,(1 - k_у)}{h_{21Э\,п}\ (k_у - 1)}\ \frac{U_{БЭ}}{E} + \right.$$

$$\left. + \frac{k_у\ U_{БЭ}}{E} \right]; \tag{5.12}$$

$$P^*\ (E_у)\,|_{E \to \infty} = k_Б / h_{21Э}\ h_{21Э\,п}\ (k_у - 1).$$

Зависимость $P^*\ (E)$, соответствующая (5.12) и представленная кривой *г* на рис. 5.4 при $k_Б = 1{,}2$; $h_{21Э} = 20$; $h_{21Э\,п} = 50$; $U_{БЭ} = 0{,}8$ В и $k_у = 2$, характеризует схему с «синхронной» цепочкой смещения как наиболее эффективную с точки зрения минимума потерь на управление. Для удобства сравнения основные параметры схем сведены в табл. 5.1 при $U_{БЭ} = 0{,}8$ В; $h_{21Э} = 20$; $E = 20$ В; $k_Б = 1{,}2$.

По стойкости к короткому замыканию нагрузки необходимо выделить схемы с диодами в цепи базовой обмотки ($k_{см} \approx 0{,}02$) и с внешним генератором коротких импульсов, которые могут находиться в та-

Таблица 5.1

Параметр	Схема на рис.					
	5.1, *а* ($k_у=2$)	5.1, *а* ($k_у=3$)	5.1, *б* ($k_у=0,5$)	5.2, *а* ($k_у=4$)	5.2, *б* ($k_у=2$)	5.3, *б* ($k_у=2$)
P_y^*, %	7,2	4,36	6,24	1,08	1,08	0,61
$P_{см}/P_у$, %	94	84	94	12	12	21
$U_б$, В	1,6	2,4	0,4	3,2	1,6	1,6
$U_{БЭ\,З}$, В	2,4	4	0	4	0,8	2,4

ком режиме длительное время, если мощность, рассеиваемая на коллекторе, меньше допустимой:

$$P_К = k_{см}\,h_{21Э}\,I_Б\,E < P_{К\,доп}. \quad (5.13)$$

Выполнение условия (5.13) для схем рис. 5.1, 5.3, *б* ($I_{см} \approx I_{Б\,нас}$) снижает возможную мощность преобразования по сравнению со схемами рис. 5.2, 5.3, *а* в 20—100 раз. На практике чаще используют отключение АНПН от источника питания при возникновении перегрузки.

В заключение необходимо отметить, что пусковые цепочки рассматривались из условий «мягкого» самовозбуждения, т.е. при сколь угодно медленном нарастании питающего напряжения при включении. Шунтирование пускового резистора конденсатором повышает эффективность пусковой цепочки при наличии гарантированной скорости нарастания питающего напряжения, однако исключает возбуждение АНПН после срыва автоколебаний по какой-либо причине при E = const. Не учитывалось также влияние обратного тока коллектора, который для схем рис. 5.2 полностью исключает необходимость в пусковом резисторе при использовании германиевых транзисторов, однако его явно недостаточно для возбуждения кремниевых транзисторов. Например, для КТ608А при $I_К = 0{,}2$ А ток смещения $I_{см} \approx 0{,}02\ I_К/h_{21Э} = 200$ мкА, а $I_{К0} \leqslant 10$ мкА, кроме того, минимальный параметр $I_{К0}$ не регламентируется.

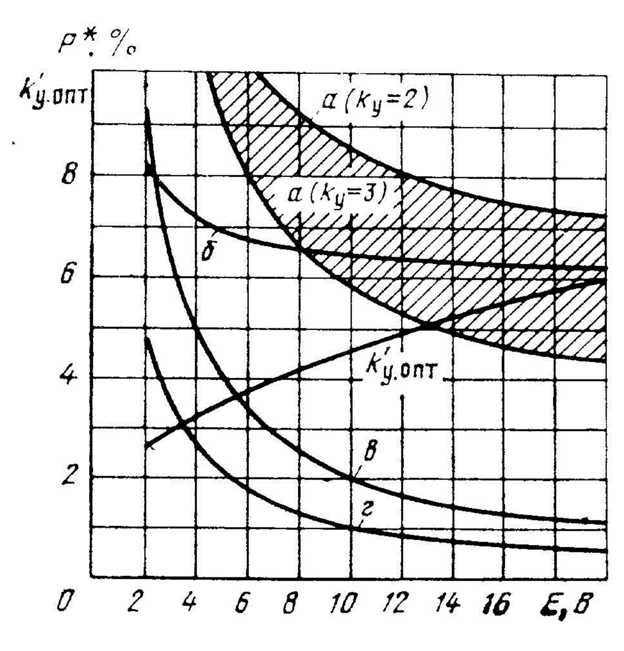


Рис. 5.4

5.2. АНАЛИЗ СПОСОБОВ КОММУТАЦИИ ТРАНЗИСТОРОВ В АВТОГЕНЕРАТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ

Схемы на рис. 5.1 являются вариантами генератора Ройера, т. е. магнитно-транзисторными преобразователями с насыщающимся трансформатором, который одновременно выполняет функцию времязадающего элемента. Период коммутации или время перемагничивания магнитопровода от значения индукции — B_s до $+B_s$ и обратно определяется выражением

$$T = 4\omega_к\, sB_s / U \cdot 10^4,$$

где $\omega_к$ — число витков коллекторной обмотки; U — напряжение, приложенное к первичной обмотке с числом витков $\omega_к$, В; s — сечение магнитопровода, см^2; B_s — индукция насыщения магнитопровода, Тл.

Период T состоит из двух этапов: сравнительно медленного электромагнитного процесса, в течение которого один из транзисторов открыт и насыщен, а магнитопровод трансформатора перемагничивается от уровня индукции — B_s до $+ B_s$ или обратно; быстрого процесса, в течение которого происходят рассасывание избыточных носителей в области базы закрываемого транзистора, переход транзистора в активную область, его закрывание и смена полярности на обмотках трансформатора, при этом уровень индукции магнитопровода находится в окрестностях точки B_s.

На первом этапе один из транзисторов открыт и насыщен напряжением базовой обмотки $U_б$, а ток коллектора состоит из приведенного тока нагрузки и тока намагничивания магнитопровода $i_к = I'_н + I'_Б + i\mu$. Для схем АНПН с насыщающимся трансформатором (рис. 5.1) этап быстрых процессов начинается сразу с перехода открытого транзистора в активную область, т. е. время рассасывания избыточных носителей принципиально равно нулю, поскольку закрывание транзистора начинается не за счет уменьшения или изменения полярности базового тока, а за счет роста тока намагничивания до $i_\mu = h_{21Э} I_Б - I'_н - I'_Б$.

Таким образом, начало быстрых процессов можно зафиксировать точкой перехода открытого транзистора из насыщенного состояния в активную область, после чего начинается формирование спада напряжения на обмотках трансформатора, в том числе и $U_Б$. Однако уменьшения разности потенциалов $U_{БЭ}$ при этом в схемах рис. 5.2 не наблюдается, а ток коллектора продолжает возрастать до момента, при котором напряжение на коллекторных обмотках уменьшается до (0,4—0,3) $E_у$. Далее рост коллекторного тока прекращается, однако лавинообразный процесс его уменьшения начинается только при достижении напряжением на обмотках уровня, близкого к нулевому. Напряжение на базе к началу лавинообразного процесса примерно в 1,2 раза выше, чем на первом этапе, что при отсутствии (значительном уменьшении) напряже-

ния на базовой обмотке говорит о «внутреннем» источнике пополнения заряда в базе транзистора. Анализ этого явления для бездрейфовых мощных германиевых транзисторов [25] показал практически линейную зависимость коэффициента $k_м$ превышения коллекторным током значения $h_{21э}I_Б$ от питающего напряжения, что обусловлено наличием у таких транзисторов «пассивной» области базы и эффектом модуляции толщины «активной» области базы при закрывании транзистора.

На рис. 5.5 приведены эпюры токов и напряжений медленных процессов в схемах рис. 5.1 — (*а*), рис. 5.8 — (*б*), рис. 5.10 — (*в*) и быстрых процессов в схеме рис. 5.2, *б* без конденсатора — (*г*) и с конденсатором — (*д*).

Для схемы рис. 5.2, *б* при использовании дрейфовых высокочастотных транзисторов средней мощности типа 2Т630Б из рис. 5.5, *г* видно, что после выхода открытого транзистора в активную область ($U_{КЭ} > 2В$) коллекторный ток ($i_к$) успевает достичь значения $k_м h_{21э} I_Б$, где $k_м \approx \approx 1{,}3$—$1{,}5$. Причинами этого эффекта для дрейфовых транзисторов в схемах с диодами в базовой цепи, для которых $k_{см} \approx 0{,}02$, являются отрицательная обратная связь (ООС) через емкость коллекторного

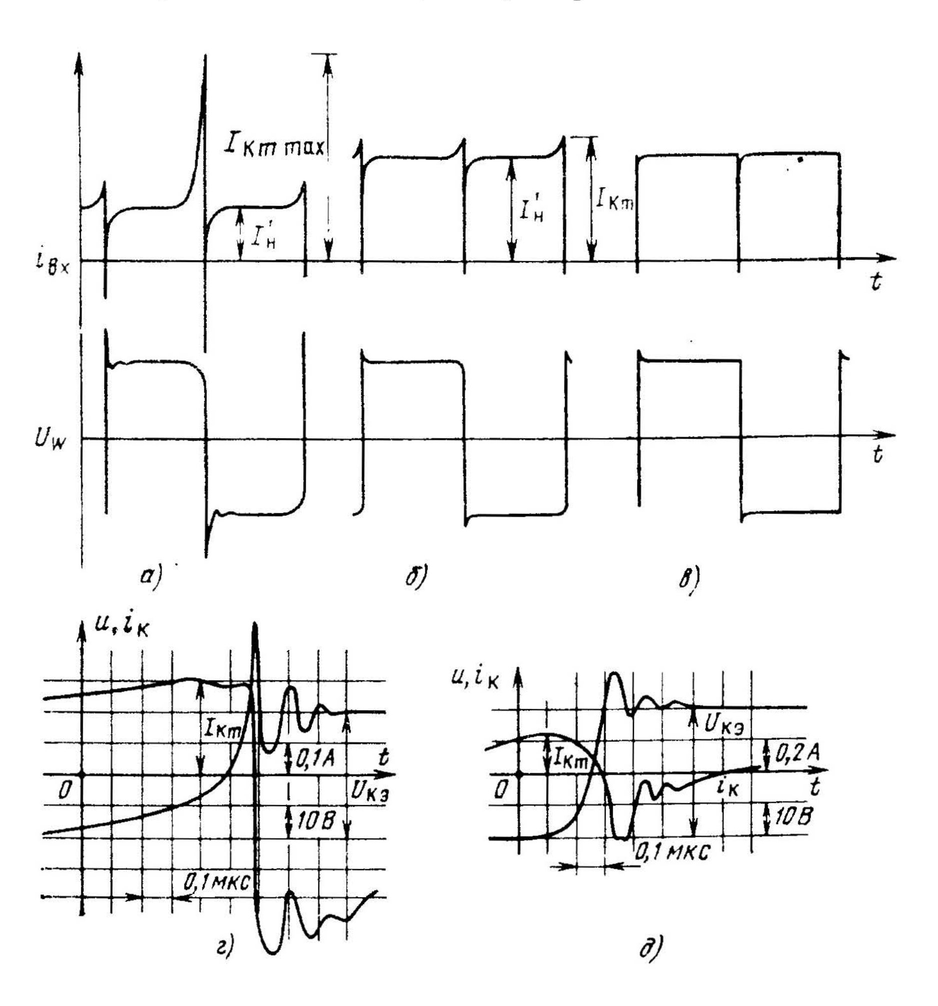


Рис. 5.5

перехода и отсутствие сопротивления между базой и эмиттерами, достаточного для быстрой утечки зарядов, поступающих через указанную емкость в базу. Уменьшить $k_м$ можно введением конденсатора C (показан штриховой линией на рис. 5.2, *б*), который «привязывает» среднюю точку базовых обмоток к нулевому уровню, при этом $k_м$ будет иметь такое же значение, как и для схемы на рис. 5.1, *а* (диаграммы на рис. 5.5, *д*).

Для того чтобы коллекторный ток транзистора не превышал предельного допустимого значения, базовый ток не должен быть больше $I_Б \leqslant I_{К\,m\,max} \cdot h_{21Э\,max}\,k_м$, где $I_{К\,m\,max}$ — максимально допустимый импульсный ток коллектора.

Следовательно, номинальный ток коллектора не может быть более чем

$$I_{К\,ном} = I_н \leqslant (0{,}5-0{,}7)\,I_{К\,m\,min}/k_м\,h_{21\,Э\,max} \approx I_{К\,m\,max}/8. \quad (5.14)$$

Коэффициент 0,5—0,7 необходим для обеспечения надежного насыщения транзистора при передаче энергии в нагрузку на этапе медленных процессов. Исходя из (5.14) можно сделать вывод, что применение схем (рис. 5.1, 5.2) вызывает значительное недоиспользование транзисторов по току коллектора либо вынуждает подбирать транзисторы с близкими коэффициентами передачи, что неприемлемо в большинстве случаев. Кроме того, при использовании в схеме АНПН транзисторов с существенно отличающимися коэффициентами $h_{21Э}$ форма напряжения на обмотках трансформатора в смежные полупериоды оказывается неидентичной, что также не соответствует требованиям, предъявляемым к рассматриваемым преобразователям.

Исключить нарастание тока после выхода транзистора из насыщения ($k_м \to 1$) и тем самым уменьшить амплитуду тока коллектора и длительность фронта напряжения на обмотках трансформатора позволяет форсирование процесса изменения базового тока при насыщении магнитопровода.

Если сигналом к переключению считать какое-либо граничное значение скорости изменения коллекторного тока $di_К/dt$, то введение линейной индуктивности в цепь эмиттеров позволяет получить запирающий базовый ток еще до выхода транзисторов из насыщения [4, рис. 3.6]. Дроссель L шунтируется стабилитроном (рис. 5.6) с напряжением стабилизации $U_L = L di_К/dt = U_{ст} < U_{БЭ\,доп}$ для исключения пробоя эмиттерного перехода.

При использовании высокочастотных транзисторов с малым временем рассасывания избыточного заряда ($t_р = 10-50$ нс) данная схема позволяет получить симметричные импульсы тока коллектора и напряжения на обмотках, при этом $I_{Кm} \approx (1{,}2-1{,}5) I'_н$, что выгодно отличает последнюю от рассмотренных ранее. Следует отметить, однако, что область применения устройства ограничена

нагрузками по постоянному потребляемому току либо возможностью установки сглаживающего фильтра между импульсной нагрузкой и АНПН для исключения ложных переключений при скачках тока коллектора, которые, как будет показано далее, принципиально имеют место в УУ на этапе медленных процессов в АНПН.

В схеме по рис. 5.7, *а* сигналом к переключению служит изменение напряжения $U_{КЭ}$ при выходе транзистора *VT2* из насыщения [64]. Закрывающий базовый ток $I_{Б3}$ в начале процесса переключения можно определить из выражения

$$I_{Б3} = I_{К1} - I_{Б2} = h_{21Э1}\, C \,\frac{dU_{КЭ}}{dt} - \frac{k_Б\, I_{Кm}}{h_{21Э2}},$$

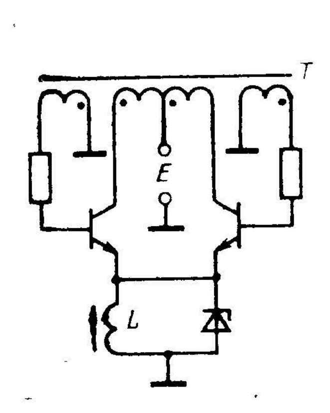
где $I_{К1}$, $I_{Б2}$ — коллекторный и базовый токи транзисторов *VT1* и *VT2* соответственно $h_{21Э1}$, $h_{21Э2}$ — коэффициенты передачи транзисторов *VT1* и *VT2*.

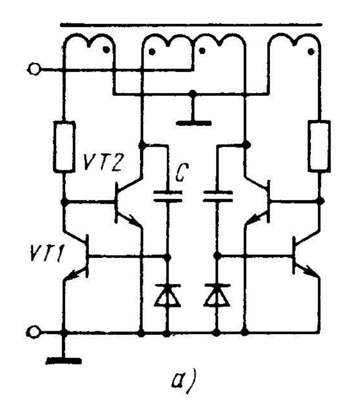
Максимально возможный коллекторный ток определится выражением (5.14): при $k_м = 1$ $I_{Кm} = (4—6)\ I'_н$.

Для защиты от пробоя обратным напряжением эмиттерные переходы запирающих транзисторов шунтированы диодами. Данная схема допускает броски тока нагрузки, не превышающие $I'_н$, однако амплитуда тока коллектора зависит от коэффициента передачи тока $h_{21Э}$ используемого транзистора. Положительным качеством устройства являются также значительно уменьшенные динамические потери в мощных транзисторах за счет шунтирования переходов конденсаторами *С*.

Фиксация амплитуды тока коллектора на заданном уровне $I_{Кm} \approx \approx (1{,}2—1{,}5)\ I'_н$ позволяет: максимально использовать транзисторы по току; повысить КПД за счет уменьшения коммутационных потерь; значительно уменьшить излучение помех бросками тока за счет ограничения его амплитуды; получить строго симметричные по полупериодам импульсы напряжения и тока, что необходимо для УУ.

В схеме АНПН рис. 5.7, *б* ограничение тока осуществляется фиксацией потенциала базы на уровне, определяемом прямым падением на-





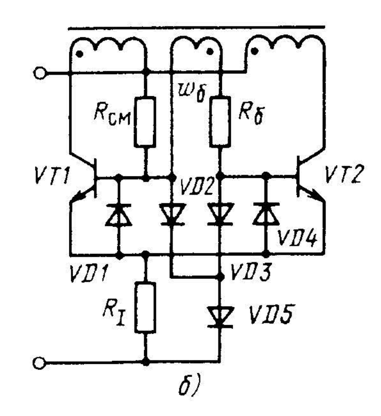


Рис. 5.6

Рис. 5.7

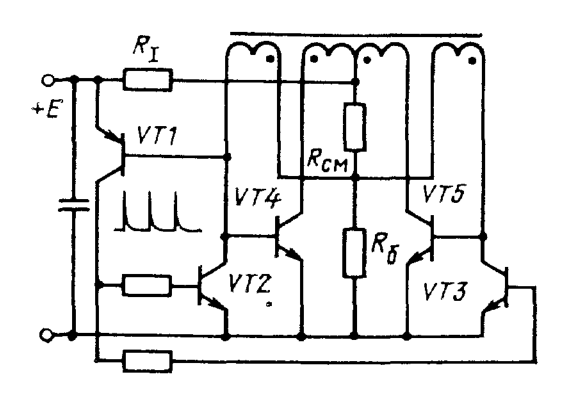


Рис. 5.8

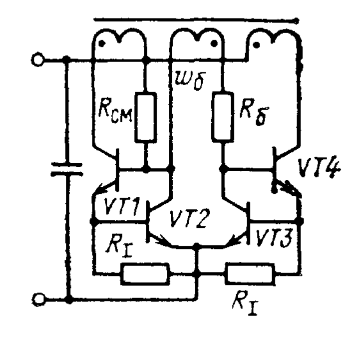


Рис. 5.9

пряжения на двух последовательно соединенных открытых диодах [65]. До насыщения магнитопровода трансформатора базовый ток открытого транзистора, например *VT1*, протекает по контуру: базовая обмотка $w_б$ — эмиттерный переход *VT1* — шунтирующий диод *VD4* и базовый резистор $R_б$. С увеличением тока i_μ растет падение напряжения на датчике тока R_I и при достижении потенциала эмиттеров *VT1* и *VT2* уровня $\varphi_э = (I'_Б + I'_н + i_\mu) R_I = 2U_0 - U_{БЭ VT1}$, где U_0 — напряжение отпирания на аппроксимированной вольт-амперной характеристике диода ($U_0 \approx 0{,}5$ В для кремниевых транзисторов), базовый ток начинает ответвляться в диоды *VD2* и *VD5*, замыкаясь по контуру: обмотка $w_б$ — диоды *VD2*, *VD5* — датчик тока R_I — диод *VD4* и базовый резистор $R_б$. Таким образом, в данной схеме одновременно с ростом коллекторного тока при достижении последним порогового значения

$$i_К = (2U_0 - U_{БЭ VT1})/R_I \tag{5.15}$$

начинается уменьшение тока базы открытого транзистора при еще неизменном напряжении базовой обмотки $U_б$. Лавинообразный процесс переключения начинается сразу после рассасывания избыточного заряда в базе открытого транзистора при выходе последнего в активную область. Интервал времени от начала уменьшения базового тока до формирования фронта напряжения определить довольно сложно, так как закон изменения базового тока зависит от формы вольт-амперных характеристик шунтирующих диодов и скорости изменения тока i_μ, т. е. формы петли перемагничивания магнитопровода. На указанном интервале продолжается неконтролируемое увеличение коллекторного тока от значения, определяемого выражением (5.15).

Более строгую фиксацию амплитуды тока коллектора [66] позволяет получить схема рис. 5.8, в которой в качестве формирователей закрывающего тока использованы шунтирующие транзисторы *VT2* и *VT3*, а датчик тока R_I с пороговым устройством *VT1* включен в цепь плюсового вывода питания устройства. Неконтролируемое увеличение коллекторного тока в данной схеме значительно меньше, поскольку скорость изменения закрывающего тока базы на интервале рассасывания

избыточного заряда приблизительно в $(h_{21Э})^2$ раз выше аналогичного параметра для схемы рис. 5.7, *б*.

Наиболее просто выглядит схема АНПН с фиксацией амплитуды коллекторного тока и насыщающимся трансформатором, если датчики тока включены в цепь эмиттеров мощных транзисторов (рис. 5.9). Закрывание последних осуществляется шунтирующими транзисторами при фиксированном значении $I_{Кm}$, а протекание насыщающего базового тока осуществляется по контуру: базовая обмотка — эмиттерный переход открытого транзистора *VT1* — датчик тока R_I — шунтирующий транзистор в инверсном включении *VT3* и базовый резистор $R_б$. Данная схема наиболее полно отвечает требованиям минимума потерь на управление ($k_{см} \approx 0{,}02$, как у схем рис. 5.2) и минимума коммутационных потерь с фиксацией значения $I_{Кm}$.

5.3. СИНХРОНИЗИРУЕМЫЕ АВТОГЕНЕРАТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Рассмотренные схемы АНПН (рис. 5.8. и 5.9) вполне удовлетворяют требованиям, изложенным в начале параграфа для мощностей 2—5 Вт. Необходимость в АНПН большей мощности для питания УУ ИВЭП с бестрансформаторным входом встречается довольно редко, однако автогенераторные преобразователи могут использоваться в многоканальных ИВЭП в качестве преобразователей уровня выходного напряжения основного канала. При этом мощность АНПН может доходить до 30—60 % от всей преобразуемой мощности (см. пример § 8.3), что составляет 20—60 Вт при токах коллектора в единицы ампер. Мощные транзисторы, используемые в подобных преобразователях (2Т908, 2Т818, 2Т819), по сравнению с маломощными высокочастотными (2Т630, 2Т608) обладают значительно бóльшим временем рассасывания избыточного заряда в области базы, составляющим уже единицы микросекунд.

Применение схем с фиксацией тока $I_{Кm}$ на заданном уровне (рис. 5.7—5.9) в этом диапазоне мощностей приводит к снижению КПД, надежности и значительному увеличению уровня генерируемых помех по следующим причинам: при длительности интервала неконтролируемого увеличения тока 1—3 мкс на частотах около 20 кГц магнитопровод трансформатора к моменту выхода транзистора в активную область оказывается в режиме глубокого насыщения, при этом ток коллектора может достигать

$$I_{Кm} \leqslant \frac{h_{21\,Э\,\max}}{h_{21\,Э\,\min}} k_Б I'_н, \qquad (5.16)$$

что в 3—5 раз превышает номинальное значение $I'_{ном}$; с увеличением мощности преобразования растут потери в резистивном датчике тока R_I. Кроме того, в интервале $t_р$ происходит «завал» фронтов напряжения,

поскольку напряжение на обмотках $U_w = E - (I'_н + I'_Б + i_μ) \times R_I - U_{К\,нас}$, что вызывает необходимость увеличения емкости выходного фильтра АНПН.

Для исключения заметного роста тока намагничивания к началу коммутационных процессов в качестве времязадающего элемента используют не трансформатор преобразователя, а внешние цепи. При этом материал магнитопровода перемагничивается не по предельной петле гистерезиса, а по частному циклу с $B_m < B_s$, а значение B_m может быть выбрано из условий оптимизации трансформатора.

Автогенераторные нерегулируемые преобразователи напряжения с ненасыщающимся трансформатором могут работать в режиме несимметричного перемагничивания последнего из-за неидентичности параметров полупроводниковых элементов, таких как время рассасывания избыточного заряда и связанное с этим неуправляемое увеличение длительности полупериодов и прямые падения напряжений на транзисторах и диодах выпрямителя. Это приводит к тому, что первичная обмотка трансформатора в течение периода подключается к разным напряжениям в неодинаковые промежутки времени (см. гл. II).

Синхронизация АНПН от RC-цепочки. Конструктивно наиболее просто выглядят времязадающие *RC*-цепочки, не требующие дополнительных моточных элементов. Такие преобразователи содержат последовательную *RC*-цепочку с пороговым устройством, подключенным параллельно конденсатору [67]. При достижении напряжением на конденсаторе заданного уровня пороговое устройство срабатывает и закрывает мощный транзистор. Поскольку в каждом плече АНПН используются свои *RC*-цепочки и пороговое устройство в виде базо-эмиттерного перехода шунтирующего (закрывающего) транзистора, разброс параметров последних приводит к существенному различию временных интервалов. При этом в тот полупериод, длительность которого была бы больше, схема переключается за счет насыщения магнитопровод трансформатора аналогично устройствам на рис. 5.1, т. е. преимущества внешней синхронизации теряются. В том случае если используется одна *RC*-цепочка с пороговым устройством на оба плеча АНПН (рис. 5.10), разброс параметров элементов R, C, $U_{пор}$ приводит лишь к изменению частоты преобразования, а степень подмагничивания магнитопровода зависит только от различия в прямых падениях напряжений на открытых транзисторах $U_{К\,нас}$ и времени рассасывания заряда в базах транзисторов.

Возбуждение преобразователя осуществляется через пусковой резистор $R_{см}$, а коммутация транзисторов — подачей запирающего потенциала к базам двух транзисторов одновременно при достижении напряжением на конденсаторе времязадающей *RC*-цепочки порогового значения открывания однопереходного транзистора, которое составляет приблизительно половину напряжения питания E. Напряжение на конденсаторе C изменяется по закону $u_с = E_у\,(1 - e^{-t/RC})$. Подставляя $u_с = 0{,}5\ E$, получаем длительность полупериода $t_и \approx 0{,}7\ RC$.

Отсюда видно, что частота преобразования не зависит от питающего напряжения. Длительность импульса, разряжающего конденсатор C, регулируется сопротивлением резистора $R_б$, а закрывающий ток при необходимости можно ограничить шунтированием диодов $VD1$ — $VD4$ резистором $R3$, как показано на рис. 5.10.

В том случае если длительность импульса закрывающего тока, протекающего через диоды $VD1$ — $VD4$, больше суммы времени рассасывания и времени возврата в источник реактивной энергии, накопленной в индуктивности трансформатора, в выходном напряжении АНПН будет наблюдаться пауза, вызванная задержкой открывания ранее закрытого транзистора. Вместо однопереходного транзистора может быть использован ключевой транзистор, управляемый от внешнего генератора коротких импульсов (ГКИ). Параметры RC-цепочки в этом случае выбирают из условий обеспечения эффективного закрывания мощных транзисторов.

Синхронизация АНПН от насыщающегося магнитного элемента. В рассмотренных устройствах применялся один моточный элемент — трансформатор АНПН. При использовании дополнительных моточных элементов возможны следующие варианты синхронизации:

1) внешнее возбуждение от маломощного АНПН;

2) возбуждение и коммутация через насыщающийся трансформатор напряжения, тока или одновременно напряжения и тока [4];

3) возбуждение через базовые обмотки ПОС, а запирание через: а) насыщающийся дроссель, б) резонансную LC-цепочку с линейной индуктивностью [23], в) транзисторную ключевую схему по сигналу магнитного пояса [4] либо датчика тока намагничивания [68], которые реагируют на магнитное состояние магнитопровода.

Устройства по пп.1,2 достаточно сложны и, кроме того, склонны к поднасыщению силового трансформатора ввиду зависимости тока подмагничивания от большого числа факторов [25]. Эффективность устройств по п.3 *б*) ограничена малыми мощностями из-за излишних потерь за счет синусоидальности базового тока и отсутствия форсиро-

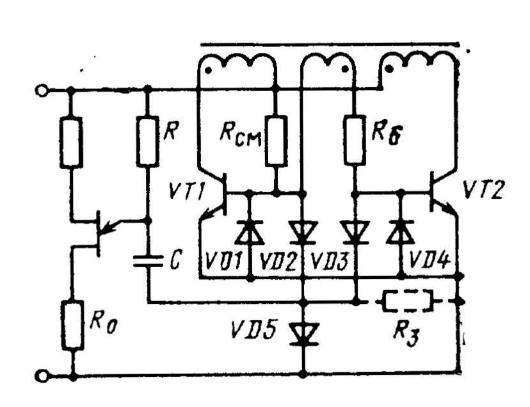


Рис. 5.10

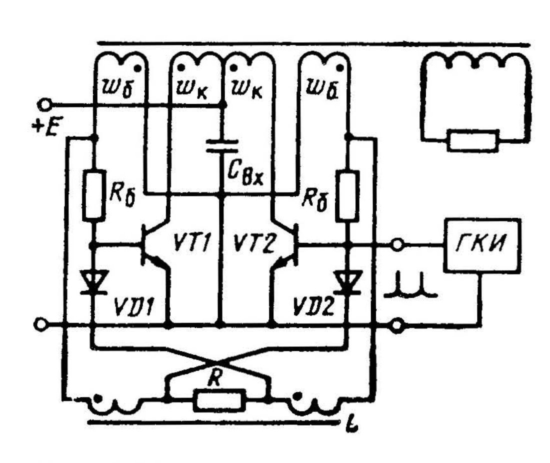


Рис. 5.11

ванного закрывания мощных транзисторов. Схемы АНПН по п.3 *в*) структурно содержат в себе датчик тока намагничивания, пороговое устройство и устройство форсированного закрывания, при этом во время рассасывания избыточного заряда продолжается рост тока i_μ, как и в схемах на рис. 5.7—5.9, с той лишь разницей, что глубина насыщения магнитопровода здесь жестко фиксирована и мало зависит от изменений тока нагрузки в широком диапазоне (см. гл. III).

Наиболее просто выглядят устройства с нелинейным насыщающимся дросселем, который при частоте преобразования АНПН 20—50 кГц содержит два-три десятка витков на ферритовом кольце с внешним диаметром 5 или 7 мм. Наименьшее поднасыщение магнитопровода происходит в схеме [69] с разделенной обмоткой дросселя (рис. 5.11). Предположим, открыт и насыщен транзистор *VT1*. Дроссель перемагничивается суммарным напряжением базовых обмоток трансформатора, причем в цепи тока намагничивания дросселя находится лишь резистор *R*, включенный в разрыв полуобмоток, имеющих одинаковые числа витков и, следовательно, равные падения напряжений. Потенциалы выводов резистора *R* относительно эмиттеров транзисторов составят половину произведения намагничивающего тока на сопротивление резистора *R*. Это значение не должно превышать разности между прямым падением напряжения на диоде *VD1* и на базо-эмиттерном переходе транзистора *VT1* (при необходимости включаются последовательно два диода). Следовательно, диод *VD1* на этапе перемагничивания дросселя закрыт и ток через него не идет. Диод *VD2* также закрыт напряжением базовой обмотки трансформатора. При насыщении магнитопровода дросселя отрицательное напряжение базовой обмотки через диод *VD1* прикладывается к базе открытого транзистора, осуществляя форсированное закрывание последнего. Закрывающий ток базы ограничен в основном внутренним сопротивлением базы транзистора, а коллектоный ток увеличивается на этапе рассасывания избыточного заряда незначительно, поскольку ток в контуре базовых обмоток ограничен сопротивлениями резисторов $R_б$ и R.

Напряжения, перемагничивающие трансформатор и дроссель, связаны следующим соотношением: $U_L = U_{\omega_к} 2\omega_б/\omega_к$, где $U_{\omega_к}$, U_L — напряжения, прикладываемые к коллекторным обмоткам трансформатора и к дросселю соответственно; $\omega_к$, $\omega_б$ — числа витков коллекторной и базовой обмоток. Поскольку дроссель перемагничивается по полной симметричной петле гистерезиса, размах индукции в трансформаторе будет тоже симметричным, так как напряжения, перемагничивающие трансформатор и дроссель, связаны через постоянный коэффициент. Это положение справедливо, если время действия указанных напряжений одинаково, т. е. для данной схемы время закрывания транзисторов равно нулю. В реальной схеме цикл перемагничивания будет симметричным, если время закрывания транзисторов много меньше периода выходного напряжения преобразователя, причем сим-

метрия схемы сохраняется как при плавных, так и при скачкообразных токах нагрузки.

При мало изменяющемся питающем напряжении и использовании пусковой цепочки в виде ГКИ [61] потери на управление в данном устройстве минимальны (кривая *г* на рис. 5.4) даже по сравнению с преобразователями, содержащими трансформатор тока, поскольку в последних для обеспечения форсированного закрывания транзисторов в цепь базовой обмотки вводят один или два диода, шунтированных конденсатором [4].

Более просто выглядит схема АНПН с «мягким» запуском [70], однако в ней удвоены потери на управление по сравнению с предыдущей (кривая *В* на рис. 5.4). При подаче питающего напряжения на вход преобразователя (рис. 5.12, *а*) начинает протекать ток по цепи резистор $R_{см}$ — базовая обмотка — базовые резисторы $R_б$ и базо-эмиттерные переходы мощных транзисторов *VT1*, *VT2*. Как видно из схемы, ток смещения, никуда не ответвляясь, полностью протекает через переходы мощных транзисторов. И, следовательно, сопротивление резистора $R_{см}$ определяется только током смещения базы из условий возникновения устойчивых колебаний ($k_{см} \approx 0{,}02$). Для минимизации тока смещения целесообразно подключать пусковой резистор $R_{см}$ к среднему выводу базовой обмотки. После запуска схемы насыщается мощный транзистор *VT1*, базовый ток которого протекает по цепи базовый резистор $R_{б1}$ — базо-эмиттерный переход *VT1* — диод *VD2* — базовый резистор $R_{б2}$ и базовая обмотка трансформатора. Обмотки коммутирующего дросселя *L* подключены непосредственно к выводам обмотки обратной связи трансформатора через ограничительный резистор, что создает условия для симметричного перемагничивания последнего. После насыщения коммутирующего дросселя база открытого транзистора подключается к минусовому (в этот момент) выводу базовой обмотки через диод *VD3*.

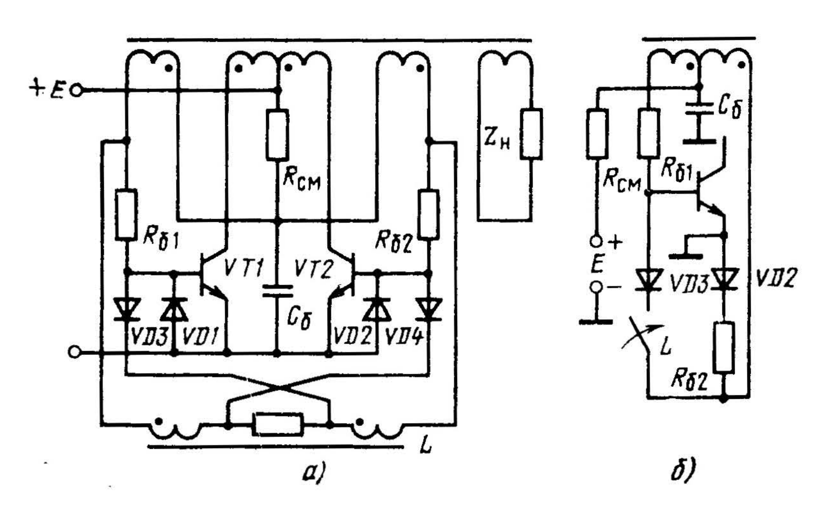


Рис. 5.12

Эквивалентная схема базовой цепи на этапе рассасывания избыточного заряда (рис. 5.12, *б*) показывает, что при отсутствии емкости C нет контура для протекания закрывающего базового тока, поэтому процесс закрывания затягивается. Для форсирования закрывания служит емкость $C_б$, которая на интервале $t_р$ «привязывает» потенциал средней точки базовых обмоток к нулю напряжения питания, формируя отрицательный потенциал на базе закрываемого транзистора. Заряжаясь закрывающим током базы, емкость $C_б$ к концу интервала $t_р$ «приподнимает» потенциал вывода средней точки базовых обмоток до уровня 1—2В, что способствует устойчивому открыванию ранее закрытого транзистора и создает возможность работы при больших выходной мощности (100 Вт) и емкостной нагрузке.

Глава VI.
АВТОГЕНЕРАТОРНЫЕ СТАБИЛИЗИРУЮЩИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

Автогенераторные преобразователи напряжения со стабилизацией выходных параметров (ток, напряжение, мощность) могли оказаться весьма эффективными для бестрансформаторных ИВЭП за счет предельной простоты устройства.

При работе транзисторов в ключевом режиме регулирование входных параметров преобразователя напряжения (ПН) возможно следующими путями: модуляцией относительной длительности открытого состояния ключей γ, что вызывает необходимость применения *LC*-фильтров в отличие от АНПН, в которых принципиально необходим лишь *C*-фильтр; модуляцией частоты преобразования с введением в цепь переменного тока ПН частотно-зависимого элемента, например линейной индуктивности; модуляцией частоты преобразования при переменном значении относительной длительности γ.

6.1. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ С МОДУЛЯЦИЕЙ ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТИ ОТКРЫТОГО СОСТОЯНИЯ КЛЮЧЕЙ

Наиболее просто выходное напряжение либо ток ПН с модуляцией относительной длительности можно регулировать введением в цепь питания дополнительного ключа [71], функционирующего по закону, определяемому устройством управления (рис. 6.1). Частота коммутации ключа *VT1* может быть равна двойной частоте преобразователя (коммутация в каждый полупериод) либо быть меньше ее, однако в последнем случае увеличиваются минимально необходимые габариты *LC*-фильтров. При напряжении на выходе устройства, меньшем номинального, ключ *VT1* открыт и ПН переключается в автоколебательном режиме. При $U_н = U_{н.\,ном}$ устройство управления формирует запирающие импульсы длительностью $t_п$, при этом выходное напряжение (без учета потерь в элементах ПН для режима непрерывных токов дросселя) определится как $U_н =$

$= \gamma E$. Поскольку входное напряжение автогенераторного преобразователя изменяется скачкообразно в моменты коммутации *VT1*, пусковая цепочка может быть исполнена в виде конденсатора небольшой емкости, который совместно с *VT1* выполняет функции пускового генератора коротких импульсов (ГКИ), а цепи управления собирают по схеме с минимальными потерями (см. рис. 5.3).

Более высоким КПД обладает схема на рис. 6.2, в которой функции регулирования и преобразования совмещены и выполняются мощными транзисторами ПН, управление которыми осуществляется от *УУ* через вспомогательные транзисторы *VT3* и *VT4*. Во время паузы последние открыты, шунтируют управляющие переходы *VT1*, *VT2* и замыкают на шину питания пусковой ток цепочки смещения. В начале интервала передачи энергии в нагрузку транзисторы *VT3* и *VT4* закрываются от *УУ*, пусковой ток поступает в базы мощных транзисторов и ПН возбуждается. В качестве *УУ* может быть использован ШИМ с собственным *RC*-задающим генератором. В этом случае автогенераторный стабилизирующий преобразователь напряжения (АСПН) собирают из АНПН простым добавлением к последнему широтно-импульсного модулятора, управляющего маломощными шунтирующими транзисторами (*VT3*, *VT4*,) и введением индуктивности в сглаживающий фильтр. Таким образом, АСПН (рис. 6.2) в переходных режимах (пуск, скачкообразные изменения или короткое замыкание нагрузки) работает как АНПН с насыщающимся трансформатором со всеми вытекающими отсюда последствиями (см. § 5.3), а в режиме стабилизации — как усилитель мощности с внешним запиранием, но с самовозбуждением.

Сопротивление резистора $R_{см}$ выбирают с учетом характера и сопротивления нагрузки таким образом, чтобы задержка открывания мощного транзистора после закрывания соответствующего ему шунтирующего транзистора от *УУ* не составляла заметной части полупериода коммутации. Известно, что при работе на выпрямитель с фильтром, на входе которого стоит индуктивность, рассасывание избыточного заряда в закрываемом диоде выпрямителя осуществляется только за счет коллекторного тока открываемого транзистора, работающего в этом интервале времени практически на короткое замыкание. Кроме того, для выпрямителя, собранного по схеме со средней точкой (рис. 6.2), во время паузы суммарный магнитный поток в магнитопроводе трансформатора равен нулю (токи полуобмоток равны и встречно направлены) и существует такой граничный ток смещения, при котором преобразователь уже не возбуждается, т. е. наблюдается периодический срыв автоколебаний, что вынуждает увеличивать пусковой ток смещения. Рассмотренные эффекты приводят к значительному росту потерь с повышением выходной мощности АСПН, поэтому в зависимости от питающего и выходного напряжений мощность нагрузки для таких схем ограничена единицами ватт.

Представленные на рис. 6.1. и 6.2 АСПН не имеют гальванической развязки входных и выходных цепей, поэтому область их применения ограничена устройствами, у которых выходные напряжения значительно отличаются от входного, т. е.

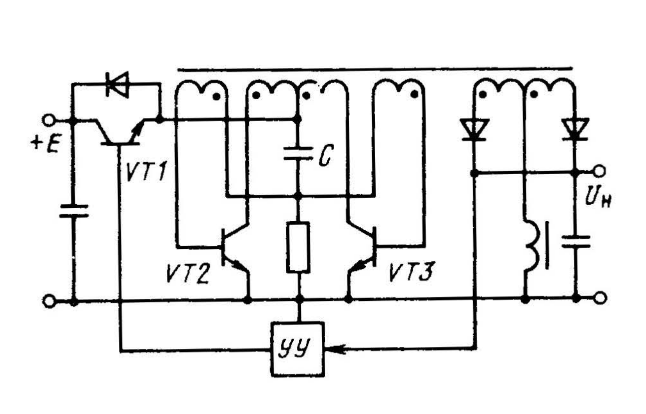


Рис. 6.1

Рис. 6.2

там, где применение трансформации уровня питающего напряжения приводит к уменьшению коллекторного тока и, следовательно, к повышению КПД.

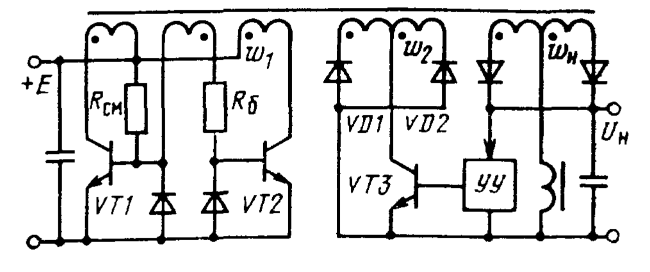


Рис. 6.3

На рис. 6.3 представлена однотрансформаторная схема АСПН с гальванической развязкой входных и выходных цепей [72, 73]. Возбуждение преобразователя осуществляется через пусковой резистор $R_{см}$ и базовые обмотки ПОС, а формирование паузы, т. е. закрывание мощных транзисторов и их нахождение в ненасыщенном состоянии, — открыванием по сигналу *УУ* транзистора *VT3*, который через выпрямители *VD1*, *VD2* закорачивает специальную обмотку w_2 трансформатора ПН. При этом транзистор *VT3* должен быть рассчитан на

$$I_{к.з} \geqslant \frac{h_{21\,Э\,max}}{h_{21\,Э\,min}} \frac{w_н}{w_2} k_Б I_н, \qquad (6.1)$$

поскольку закрывание одного из мощных транзисторов происходит за счет выхода его из насыщения при резком увеличении коллекторного тока. Наличие специальной обмотки w_2 для формирования паузы позволяет выбирать число ее витков таким образом, чтобы максимально использовать транзистор *VT3* по напряжению при минимальном токе коллектора. Для форсирования процесса закрывания мощных транзисторов может быть использована одна из схем рис. 5.7—5.9.

Во время паузы транзистор *VT3* открыт «сильным» сигналом от *УУ*, обеспечивающим выполнение условия (6.1), а мощные транзисторы *VT1*, *VT2* приоткрыты током смещения, который для схем с шунтирующими диодами и активной нагрузкой составляет $I_{см} \approx 0{,}02\ I_Б$. Поэтому амплитуда напряжения на обмотках трансформатора w_2 не превышает прямого падения напряжения на диоде *VD1* или *VD2* и насыщенном транзисторе *VT3*, а мощность, рассеиваемая на коллекторах *VT1* и *VT2* во время паузы определится как

$$P_К \approx h_{21Э} I_{см} E. \qquad (6.2)$$

После закрывания транзистора *VT3* замыкается цепь ПОС через базовые обмотки и открывается один из мощных транзисторов ПН. Условия возбуждения, определяемые характером нагрузки, аналогичны условиям возбуждения для схем на рис. 6.1, 6.2, однако из-за отсутствия гальванической связи между *УУ* и пусковой цепочкой, усложняется форсирование процесса открывания мощных транзисторов, поскольку отсутствует возможность управления пусковым током $I_{см}$ к моменту включения.

Упрощение конструкции трансформатора достигается в устройстве [73], где коммутирующий транзистор *VT3* шунтирует выпрямитель выходного напряжения, а между последним и *LC*-фильтром включен дополнительный диод.

Из анализа схем (рис. 6.1—6.3) видно, что мощные транзисторы однотрансформаторных АСПН закрываются за счет резкого увеличения коллекторного тока, поэтому возможности таких устройств ограничены мощностями, на которые строятся АНПН с насыщающимся трансформатором.

6.2. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ С МОДУЛЯЦИЕЙ ЧАСТОТЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Как уже отмечалось, одним из основных препятствий к повышению выходной мощности АСПН является нагрузка ПН в виде выпрямителя с фильтром, на входе которого стоит индуктивность, что

при использовании инерционных диодов эквивалентно подключению непосредственно к обмоткам трансформатора чисто емкостной нагрузки и отрицательно сказывается на КПД из-за роста потерь в цепи смещения и в мощных транзисторах в течение паузы $P = h_{21э} I_{см}E$. Свести к минимуму потери в цепи смещения позволяет включение в цепь переменного тока (до выпрямителя) линейного дросселя, ограничивающего скорость нарастания коллекторного тока.

В таких схемах процесс возбуждения транзисторов осуществляется при токе коллектора, близком к нулевому, поскольку за время формирования фронта напряжения ток дросселя (коллектора) не успевает заметно возрасти. Следовательно, параметры нагрузки (сопротивление, емкость) не оказывают влияния на процесс запуска схемы, поэтому пусковой ток смещения имеет минимальное значение. Рассмотрим работу преобразователя [69] с дросселем в цепи переменного тока и активно-емкостной нагрузкой. Предположим, открыт и насыщен транзистор *VT1* (рис. 6.4). После насыщения коммутирующего дросселя $L_к$ (точка *1*, рис. 6.4, *б*) *VT1* форсированно закрывается и под действием энергии, накопленной в индуктивности дросселя L, полярность напряжения на обмотках трансформатора изменяется на противоположную и при достижении напряжением первичной обмотки значения E ток дросселя замыкается через коллекторную обмотку трансформатора, обратный диод *VD2* и источник питания.

Время, за которое ток дросселя спадет до нуля, т. е. закончится возврат энергии в источник при идеализированных элементах устройства (пренебрегаем пульсациями напряжения на конденсаторе $C_н$), определится как $t_п = LI_m/E' (1 + m)$, где I_m — амплитуда тока дросселя; E' — напряжение вторичной обмотки трансформатора; $m = U_н/kE$ — относительное значение напряжения на нагрузке, приведенное к входной ЭДС E; k — коэффициент трансформации трансформатора T.

В начале интервала $t_п$ напряжение на обмотках уже изменило полярность, поэтому в точке *2* под действием напряжения базовой обмотки открывается транзистор *VT2* и начинается процесс накопления энергии в дросселе. Его время $t_н = LI_m/E' (1 - m)$. Поскольку частота преобразования $f_0 = 1/T$ определяется параметрами коммутирующего дросселя $L_к$, то, учитывая, что $2 (t_н + t_п) = T$, можно записать

$$I_н = I_m(m)/2 = E' (1 - m^2)/8f_0 L. \qquad (6.3)$$

Зависимость (6.3), представленная на рис. 6.4, *в*, показывает, что при постоянной частоте преобразования f_0 ток нагрузки зависит от выходного напряжения $U_н$, причем изменение входного напряжения не влияет на ток короткого замыкания нагрузки, поскольку частота АНПН связана с питающим напряжением линейной зависимостью. Схема рис. 6.4. (без УУ и вторичной обмотки $L_к$) может быть использована для заряда накопительного конденсатора большой емкости, однако изменением частоты преобразования можно стабилизировать как ток на-

грузки (прямые $A - B$, $A' - B'$, рис. 6.4, *в*), так и выходное напряжение (прямые $B - C$, $B' - C'$).

Для стабилизации тока нагрузки достаточно фиксировать амплитудное значение тока дросселя, что достигается переключением схемы (закрыванием мощного транзистора) в момент достижения током заданного порогового значения. В схеме на рис. 6.4 переключение осуществляется замыканием ключа *Кл* на время, не превышающее интервал $t_п$, к концу которого ключ должен быть разомнут, иначе произойдет срыв автоколебаний. Для стабилизации выходного напряжения пороговое значение тока I_m изменяется таким образом, чтобы выполнялось равенство $I_m = 2\ I_н$. Для этого в качестве напряжения, задающего амплитуду тока I_m, используется выходное напряжение усилителя сигнала рассогласования между опорным и выходным напряжениями АСПН [74].

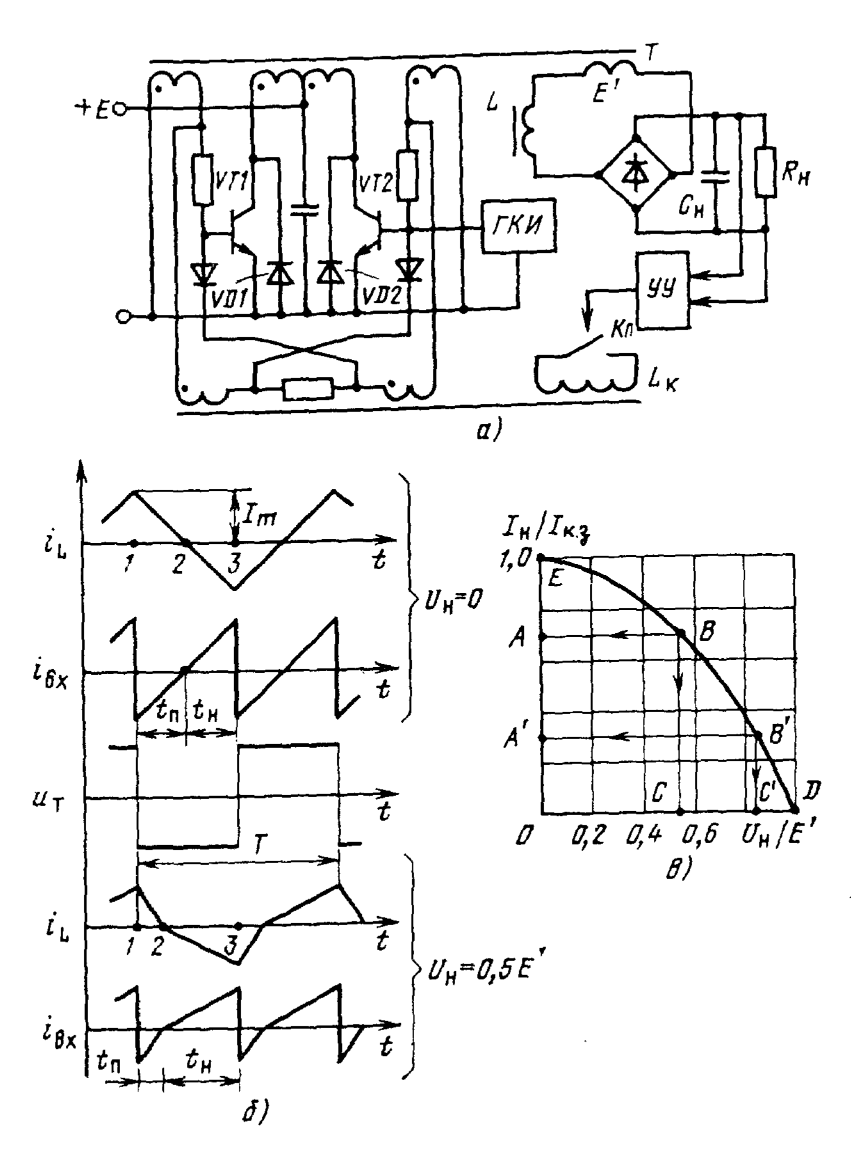


Рис. 6.4

Рассмотрим пределы изменения частоты преобразования как стабилизирующего параметра в режиме стабилизации тока нагрузки на уровне $I_н = 0{,}5I_m$ с максимальным выходным напряжением $U_н = MkE$. Максимальная частота определится из выражения (6.3) при $E = E_{max}$ и $m = 0$, а минимальная — при $E = E_{min}$ и $m = M = U_н/E'_{min}$:

$$f_{max} = kE_{max}/8LI_н; \tag{6.4}$$

$$f_{min} = kE_{min}(1 - M^2)/8LI_н. \tag{6.5}$$

Обозначив кратность изменения ЭДС источника питания $k_E = E_{max}/E_{min}$ и кратность изменения частоты $k_f = f_{max}/f_{min}$, из (6.4) и (6.5) получим зависимость M от k_E и k_f:

$$M = \sqrt{(k_f - k_E)/k_f}. \tag{6.6}$$

С возрастанием относительного напряжения M растет и выходная мощность преобразователя, определяемая как $P = U_нI_н = I_mE'M/2$. Однако при $M \to 1$ $k \to \infty$ и $f_{min} \to 0$, поэтому минимальная частота определяется исходя из требований обеспечения заданных массогабаритных показателей, а максимальная — возможностями элементной базы и не превышает, как правило, для мощных диодов и транзисторов 50 кГц. Из выражения (6.6) при заданных k_f и k_E находится параметр M, необходимый для определения коэффициента передачи трансформатора k. Точке B на внешней характеристике АСПН (рис. 6.4, *в*) соответствует собственная частота f_0 преобразователя, определяемая времязадающим дросселем $L_к$. При стабилизации тока на уровне прямой AB частота в точке A ($U_н = 0$, $k_E = 1$) $f_{A|M=0,54} = f_0k_f = f_0/(1 - 0{,}54^2) = 1{,}41 f_0$, а на уровне прямой $A'B'$ $f_{A'|M=0,84} = f_0/(1 - 0{,}84^2) = 3{,}4f_0$.

При изменении сопротивления нагрузки от нуля до бесконечности рабочая точка будет перемещаться из точки A в точку B при уменьшающейся частоте преобразования, а из точки B в точку D — по внешней характеристике при постоянной частоте $f = f_0$. Кратность изменения частоты на участке стабилизации зависит от выбранного параметра M.

Для режима стабилизации выходного напряжения аналогично (6.4), (6.5) можно записать

$$f_{max}\Big|_{\substack{E=E_{max}\\ I_н=I_{н\,min}}} = E'_{max}(1 - m^2_{min})/8LI_{н\,min}; \tag{6.7}$$

$$f_0 = f_{min}\Big|_{\substack{E=E_{min}\\ I_н=I_{н\,max}}} = E'_{min}(1 - M^2)/8LI_{н\,max}. \tag{6.8}$$

Учитывая, что $m_{min} = U_н/E'_{max} = M/k_E$, для кратности изменения частоты получим следующее выражение:

$$k_f = f_{max}/f_0 = k_E\,k_I\,\frac{1 - (M/k_E)^2}{1 - M^2}. \tag{6.9}$$

где $k_I = I_{\text{н max}}/I_{\text{н } min}$ — кратность изменения тока нагрузки. Отсюда следует, что АСПН с дросселем в цепи переменного тока в режиме стабилизации выходного напряжения путем модуляции частоты преобразования работает в ограниченном диапазоне изменения тока нагрузки, поскольку при $I_{min} \to 0$ имеем $f_{max} \to \infty$. При изменении сопротивления нагрузки от максимального значения, при котором $I_{\text{н}} = I_{\text{н}min}$, до нуля рабочая точка перемещается по прямой CB при уменьшающейся частоте преобразования, а из точки B — по внешней характеристике в точку E при постоянной частоте $f_{min} = f_0$. Кратность изменения частоты на участке стабилизации при заданных k_I и k_E может регулироваться выбором параметра M. Кроме того, как следует из рис. 6.4, *в*, параметр M существенно влияет на форму внешней характеристики на нестабилизируемом участке, т. е. там, где происходит ограничение тока нагрузки (кривые BE либо $B'E$). При этом отношение тока короткого замыкания $I_{\text{к.з}}$ к максимальному току нагрузки на стабилизируемом участке можно получить, используя выражение (6.8):

$$I_{\text{к.з}}/I_{\text{н max}} = 1/(1 - M^2). \tag{6.10}$$

Зависимость (6.10) позволяет простым выбором параметра M (или что то же самое, коэффициента трансформации k) достигнуть желаемой формы внешней характеристики, что важно для таких видов нелинейных нагрузок, как лампы накаливания и двигатели постоянного тока.

Анализ преобразователей напряжения с дросселем в первичной цепи переменного тока [75] показывает целесообразность их применения в многоканальных источниках питания, поскольку напряжение на обмотках трансформатора имеет прямоугольную форму при стабилизированной амплитуде, что позволяет применять чисто емкостные фильтры во всех каналах. Кроме того, исключается влияние межвитковой емкости обмоток трансформатора на процессы возбуждения и коммутации мощных транзисторов, что дает возможность использовать подобные устройства в высоковольтных преобразователях напряжения, однако, при этом несколько усложняются построение базовых цепей АСПН и управление коммутацией мощных транзисторов.

Проведенный анализ АСПН с дросселем в цепи переменного тока позволяет сделать следующие выводы: потери в пусковой цепи смещения минимальны, так как возбуждение осуществляется при нулевом токе коллектора, причем короткое замыкание нагрузки не приводит к срыву автоколебаний; устройства не нуждаются в специальной защите от короткого замыкания, поскольку автоматически осуществляется ограничение тока нагрузки даже без обратной связи по току, при этом ток короткого замыкания определяется выражением $I_{\text{к.з}} = I_{\text{н max}}/(1 - M^2)$; управление АСПН осуществляется путем форсированного закрывания мощного транзистора при мало изменяющемся токе коллектора (рис. 6.4), и мощность преобразования таких схем не уступает мощности ПН с внешним возбуждением, что при соответствующей элементной базе позволяет строить бестрансформаторные ИВЭП на основе АСПН.

К недостаткам, ограничивающим область применения таких устройств, можно отнести следующие: амплитуда тока дросселя, а следовательно, и потери от этого тока в транзисторах ПН и диодах выпрямителя за счет треугольной формы больше минимального необходимого значения, определяемого током нагрузки $I_н = I_m/2$; ограничен диапазон частотного регулирования выходных параметров ($I_н \neq 0$).

6.3. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ С МОДУЛЯЦИЕЙ ЧАСТОТЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ И С ПЕРЕМЕННОЙ ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ ОТКРЫТОГО СОСТОЯНИЯ КЛЮЧЕЙ

В рассмотренных выше АСПН используется переменное напряжение с регулируемой частотой на входе частотно-зависимой цепи, отделяющей ПН от нагрузки, что предполагает применение двухтактных схем преобразователей, содержащих как минимум два мощных транзистора и трансформатор. Более просты однотактные преобразователи напряжения с обратным включением диода, в которых в качестве трансформатора используется двухобмоточный линейный дроссель, а интервалы накопления энергии в дросселе и передачи накопленной энергии в нагрузку разнесены во времени. Рассмотрим работу самовозбуждающейся схемы ПН с обратным включением диода в автоколебательном режиме без регулирования выходного напряжения (рис. 6.5, *а*). Период коммутации транзистора (рис. 6.5, *б*) складывается из двух временных интервалов: $T = t_н + t_п$.

При подключении питающего напряжения E через входную цепь транзистора протекает ток смещения, определяемый сопротивлением резистора $R_{см}$ и не зависящий от параметров нагрузки ($C_н$, $R_н$), поскольку последняя на интервале $t_н$ отключена выпрямительным диодом. Диод в базовой цепи, аналогично схемам на рис. 5.2, исключает ответвление тока смещения в цепь базовой обмотки, а шунтирующий конденсатор C увеличивает коэффициент ПОС через базовую обмотку на этапе формирования фронтов напряжения и соответственно уменьшает необходимый ток смещения. Мощный транзистор приоткрывается, развивается регенеративный процесс, в результате которого напряжение питания прикладывается к первичной обмотке трансформатора T и начинается этап накопления энергии в индуктивности трансформатора. Потребление мощности от трансформатора на этапе $t_н$ происходит только входной цепью транзистора через базовую обмотку. При достижении первичным (коллекторным) током величины $I_{Кm} = h_{21Э} I_Б$ транзистор выходит из насыщения, развивается обратный регенеративный процесс, приводящий к закрыванию транзистора и началу этапа $t_п$ передачи энергии, накопленной в индуктивности трансформатора, в нагрузку.

Наибольшая длительность этапа $t_п$ имеет место при включении преобразователя, так как в начальный момент $U_н = 0$. При переходе схемы на этап передачи энергии к базе транзистора прикладывается импульс отрицательной полярности с амплитудой $U_{БЭз} = U_с + U_б$, где $U_б$ — напряжение на базовой обмотке на интервале $t_п$.

Одновременно начинается перезаряд емкости C через резистор $R_{см}$, и потенциал базы возрастает по экспоненциальному закону до тех пор, пока не откроется базо-эмиттерный переход транзистора, через который потечет ток, равный $(E - U_{БЭ})/R_{см}$, и, следовательно, коллекторный ток определится как $I_К = h_{21э}(E - U_{БЭ})/R_{см}$. Однако, несмотря на приоткрытое состояние транзистора, регенеративный процесс откры-

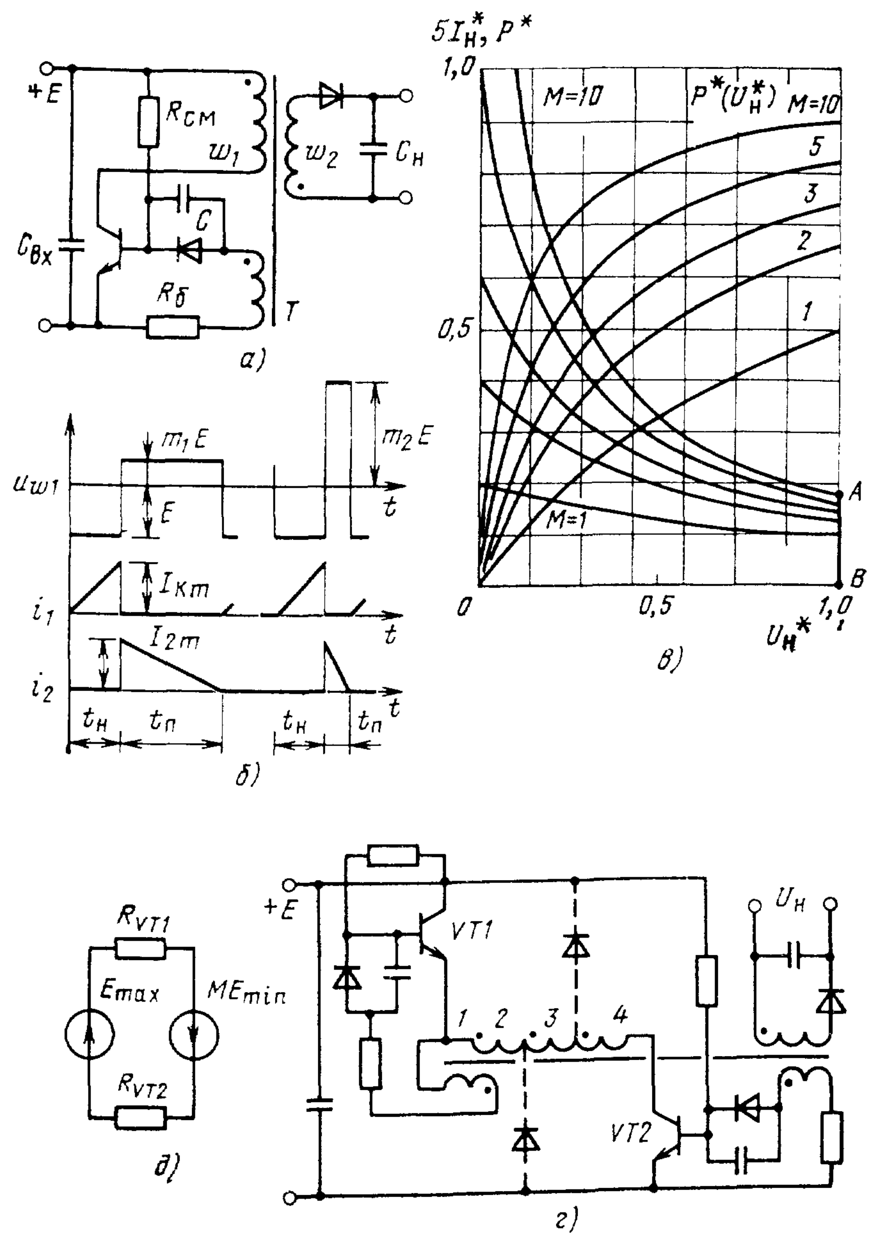


Рис. 6.5

вания последнего не начнется до тех пор, пока ток вторичной обмотки не уменьшится до $I_2 \approx I_к w_1/w_2$.

В момент достижения указанного равенства замыкается контур ПОС, устройство вновь переходит от этапа передачи к этапу накопления энергии.

Длительность этапа $t_п$ зависит от выходного напряжения $U_н$, а так как емкость фильтра $C_н$ выбирается из условий обеспечения заданной амплитуды пульсации, составляющей $\Delta U_{Cн} \approx 0{,}01\, U_н$, то изменением напряжения на выходном конденсаторе на этапе $t_п$ можно пренебречь. Считая также все элементы схемы идеальными (сопротивления транзистора и диода в проводящем состоянии равны нулю, а в непроводящем — бесконечности, межвитковые емкости и активные сопротивления обмоток трансформатора равны нулю), можно записать:

$$I_н = (I_{2m}/2)(1-\gamma) = (I_{2m}/2)\, E'/(E' + U_н) = I_{2m}/2\,(1+m), \tag{6.11}$$

где I_{2m} — амплитуда тока вторичной обмотки трансформатора; $\gamma = t_н/T = U_н/(U_н + E')$ — относительная длительность открытого состояния транзистора; $m = U_н/E'$ — текущее значение относительного напряжения на нагрузке.

Из выражения (6.11) следует, что устройство, собранное по схеме рис. 6.5, *а*, представляет собой функциональный преобразователь источника ЭДС E в источник тока $I_н$, причем ток при постоянных значениях I_{2m} и E зависит только от текущего напряжения на нагрузке $U_н$.

Учитывая, что $I_{Кm} = I_{2m}\, k$, а коэффициент трансформации k определяется из условий обеспечения максимально необходимого напряжения на нагрузке ($k = U_{н\,max}/ME$), из (6.11) получаем

$$I_н = (I_{Кm} E/2U_{н\,max})\, M/(1+m). \tag{6.12}$$

Переходя к относительным параметрам $I_н^* = I_н 2U_{н\,max}/I_{К\,m} E$; $U_н^* = U_н/U_{н\,max}$, выражение (6.12) переписываем в виде

$$I_н^* = M/(1 + MU_н^*), \tag{6.13}$$

из которого видно, что при заданных напряжениях источника питания и амплитуды коллекторного тока простым выбором параметра M или, что то же самое, коэффициента трансформации k можно получить желаемую форму внешней характеристики преобразователя по схеме рис. 6.5, *а*. При этом ток короткого замыкания нагрузки ($U_н^* = 0$) связан с максимальным током на прямой AB (где $U_н = U_{н\,max}$ в режиме стабилизации выходного напряжения) следующим соотношением: $I_{к\cdot з} = I_{н\,max}\,(1 + M)$. Мощность в нагрузке в зависимости от выходного напряжения определится как

$$P_н = U_н I_н = \frac{I_{Кm} E}{2U_{н\,max}} \frac{M}{1+m} mkE = \frac{I_{Кm} E}{2} \frac{m}{1+m} \tag{6.14}$$

или, в относительных единицах,

$$P_{н}^{*}(U_{н}^{*}) = 2P_{н}/I_{Km}E; \quad U_{н}^{*} = U_{н}/U_{н\,max};$$

$$P_{н}^{*}(U_{н}^{*}) = MU_{н}^{*}/(1+MU_{н}^{*}). \qquad (6.15)$$

Зависимости (6.13) и (6.15) для различных параметров M представлены на рис. 6.5, *в*. Основным параметром, ограничивающим M сверху, является допустимое напряжение коллекторного перехода мощного транзистора: $U_{К\,доп} \geqslant U_{Кm} = E_{max} + U_{н\,max}/k = E_{min}(M + k_E)$. или $M \leqslant (U_{К\,доп} - E_{max})/E_{min}$.

Для ИВЭП с бестрансформаторным входом имеем $M \leqslant 1{,}3$ при $U_{К\,доп} = 700$ В, $E = 260$—350 В (рис. 6.5, *а*). Более высокие значения параметра M при необходимости увеличения выходной мощности [см. (6.14), (6.15)] позволяют получить мостовые схемы однотактных преобразователей, с обратным включением диода при аналогичном (рис. 6.5, *а*) выполнении цепей управления мощными транзисторами.

На рис. 6.5, *г* представлена принципиальная схема мостового ПН, а на рис. 6.5, *д* — соответствующая эквивалентная схема первичной цепи на этапе передачи энергии в нагрузку. Очевидно, падения напряжений на закрытых транзисторах определяются как $U_{Кm1} = \frac{R_{VT1}}{R_{VT1}+R_{VT2}}(E_{max} + ME_{min}) = E_{min}(k_E + M)\frac{R_{VT1}}{R_{VT1}+R_{VT2}}$, где R_{VT1}, R_{VT2} — сопротивления утечки закрытых транзисторов $VT1$ и $VT2$.

Для схемы с диодами (штриховые линии на рис. 6.5, *г*), фиксирующими потенциал соответствующего вывода первичной обмотки на уровне потенциала источника питания (+ или —), можно гарантировать, что напряжение $U_{КЭ}$ на любом из транзисторов независимо от их токов утечки не превысит $U_{Кm} = E_{max} + \lambda ME_{min}$, где $\lambda = w_{1-2}/w_{1-4}$.

Поскольку напряжение первичной обмотки (между точками *1—4*) на интервале $t_{и}$ составляет ME_{min}, а между точками *2—3* не может превышать E_{min} (в противном случае при $E > E_{min}$ напряжение на вторичной обмотке будет всегда меньше необходимого напряжения на нагрузке), можно записать $ME_{min} - 2\lambda ME_{min} = E_{min}$. Решая совместно последние два уравнения, получаем ограничение для M (рис. 6.5, *г*), и соответствующее значение коэффициента λ: $M \leqslant 1 + [2(U_{К\,доп} - E_{max})/E_{min}]$; $\lambda = (U_{К\,доп} - E_{max})/ME_{min}$. При $U_{К\,доп} = 700$ В, $E = 260$—350 В находим $M_{max} = 3{,}69$ и $\lambda = 0{,}36$.

Рассмотрим возможности регулирования выходного напряжения. Для напряжения $U_{н\,max} = kME$, $m = M$ выражение (6.12) запишется в виде

$$I_{н} = \frac{I_{Km}E}{2U_{н\,max}}\,\frac{M}{1+M}. \qquad (6.16)$$

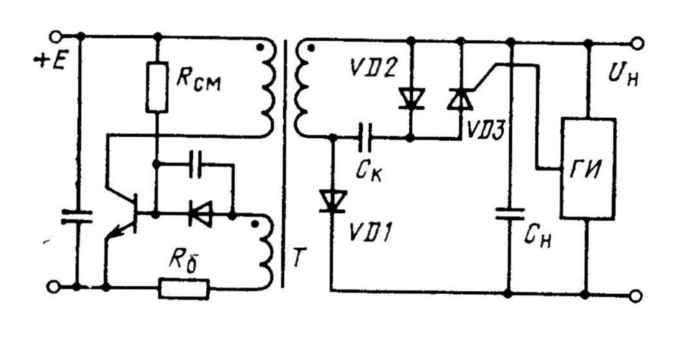


Рис. 6.6

Из него видно, что при принятых условиях (накопление энергии $t_н$ начинается сразу после окончания передачи энергии в нагрузку $t_п$) имеется возможность варьировать только один параметр — $I_{Кm}$ или, что то же самое, время открытого состояния ключа. Для стабилизации амплитуды тока коллектора на необходимом уровне в качестве опорного элемента на входе устройства сравнения используется выход усилителя сигнала рассогласования между опорным и входным напряжениями [74]. Однако реализация этого метода при гальванической развязке входа и выхода усложняется тем, что ток $I_{Кm}$ можно измерить только в первичной цепи, поскольку вторичная обмотка трансформатора T, в отличие от схемы на рис. 6. 4, на интервале $t_н$ обесточена.

Оригинальный способ регулирования напряжения без применения дополнительных развязывающих устройств предложен в [76]. Сокращение времени $t_п$ достигается коммутацией заряженного на интервале $t_н$ конденсатора на вторичную обмотку трансформатора через тиристор, открываемый от генератора импульсов *ГИ* (рис. 6.6). Ток тиристора должен быть больше тока вторичной обмотки к моменту коммутации. При этом напряжение на обмотках меняет знак, замыкается контур ПОС и открывается мощный транзистор. Включение последнего осуществляется без динамических потерь за счет энергии, накопленной в коммутирующем конденсаторе $C_к$ при токе обмотки $w_2\ I_{2min} > 0$. Поскольку напряжение на трансформаторе не имеет паузы, сокращение времени $t_п$ приведет к соответствующему сокращению $t_н$, так как относительная длительность открытого состояния зависит только от входного и выходного напряжений $[\gamma = U_н/(E' + U_н)]$. Стабилизация $U_н$ при изменении тока нагрузки осуществляется за счет изменения среднего значения тока вторичной обмотки варьированием $I_{К\,min}$. При этом выражение (6.12) примет вид

$$I_н = [(I_{Кm} + I_{К\,min})/2]\,(E/U_{н\,max})\,M/(1+M) = $$
$$= (I_{Кm}\,E/2U_{н\,max})\,[M\,(1+k_i)/(1+M)], \qquad (6.17)$$

где $k_i = I_{К\,min}/I_{К\,m}$ — кратность изменения мгновенного значения тока дросселя от начала до конца любого из интервалов.

Выражение (6.17) показывает, что при постоянной амплитуде тока коллектора, определяемого для схемы по рис. 6.6 как $I_{Кm} = h_{21Э} I_Б = \mathrm{const}$, диапазон изменения тока нагрузки в режиме стабилизации напряжения ограничен возможностями вариации кратности изменения тока дросселя $(0 < k_i < 1)$. Тогда, подставляя крайние значения k_i в выражение (6.17), получаем $k_I = I_{н\,max}/I_{н\,min} = 2$.

Определим зависимость частоты преобразования от кратности тока дросселя. Для периода преобразования можно записать $T = t_н/\gamma = (LI_{K\,m}/\gamma E)(1-k_i)$, откуда $f_0|_{k_i=0} = \gamma E/LI_{K\,m}$; $f_{max}|_{k_i=k_{i max}} = \gamma E/LI_{K\,m}(1-k_{i max})$. Тогда кратность изменения частоты $k_f = f_{max}/f_0$ при $E = \text{const}$ определится как

$$k_f = f_{max}/f_0 = 1/(1-k_{i\,max}), \quad (6.18)$$

откуда видно, что устройство работает в весьма ограниченном диапазоне изменения тока нагрузки. Так, с изменением частоты в 10 раз ($k_f = 10$) при $k_{i\,max} = 0{,}9$ ток нагрузки может измениться менее чем в 2 раза ($k_I = 1{,}9$). При уменьшении тока нагрузки менее чем на $I_{н\,max}/k_I$ цепь обратной связи размыкается и выходное напряжение становится выше уровня стабилизации $U_{нmax}$, т. е. преобразователь теряет стабилизирующие свойства. При $I_н = 0$ выходное напряжение неограниченно возрастает, что приводит к выходу из строя мощного транзистора. Объясняется это тем, что стабилизация $U_н$ достигается дополнительным отбором мощности от источника питания, т. е. устройство стабилизации может только повышать мощность на выходе относительно того уровня, при котором цепь обратной связи еще отключена (начало зоны стабилизации).

На рис. 6.7 представлена схема однотактного АСПН, регулируемого сокращением времени накопления энергии в индуктивности трансформатора [77]. При подключении питающего напряжения E преобразователь начинает работать в автоколебательном режиме аналогично схеме на рис. 6.5. По мере заряда выходного конденсатора $C_н$ интервал передачи энергии $t_п$ будет сокращаться, а среднее значение тока вторичной обмотки трансформатора *T1* — уменьшаться соответственно выбранному параметру M по одной из кривых выходных характеристик (рис. 6.5, *в*). При достижении выходным напряжением номинального значения $U_н \to U_{нmax}$ (вертикальный участок характеристики)вступает в работу устройство стабилизации $U_н$, которое ограничивает длительность открытого состояния транзистора путем формирования закрывающего импульса в конце интервала $t_н$.

Для того чтобы закрывающий импульс напряжения с импульсного трансформатора *T2* устройства гальванической развязки (*УГР*) поступал в строго определенное время, измерительный вход устройства сравнения *A* образован резистивным делителем выходного напряжения *R2*, *R3*, причем резистор *R3* шунтирован конденсатором *C2* и через резитор *R1* связан со вторичной обмоткой трансформатора *T1*. Подобное включение позволяет получить в средней точке резистивного делителя *R2*, *R3* пилообразное напряжение, синхронное с напряжением обмотки трансформатора *T1*, причем коэффициент деления выходного напряжения $U_н$ определяется только сопротивлениями резисторов *R2*, *R3*, а амплитуда напряжения пилообразной формы — постоянной времени *R1*, *C2* и амплитудой напряжения на вторичной обмотке трансформа-

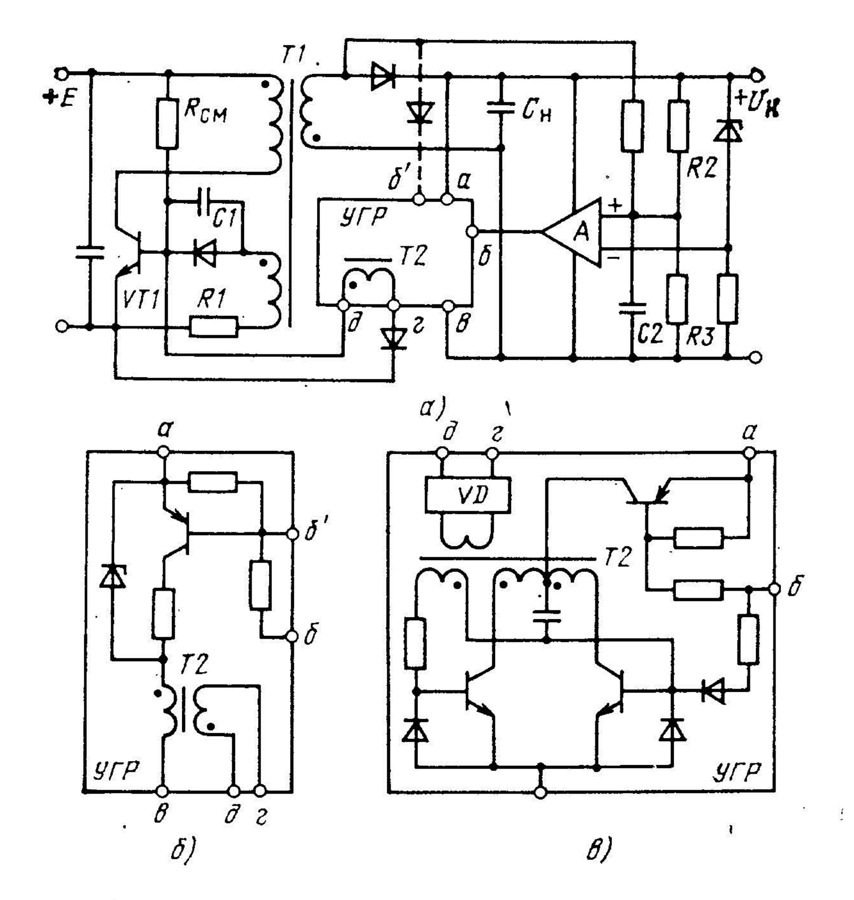


Рис. 6.7

тора *Т1*. В момент сравнения напряжения на измерительном входе *А* с опорным на импульсном трансформаторе *УГР* формируется импульс напряжения, форсированно закрывающий транзистор *VT1*.

Окончание импульса на трансформаторе *Т2* происходит на возрастающем участке пилообразного напряжения (рис. 6.8, *б*, *в*), и, следовательно, длительность импульса можно определить как удвоенное (при $\gamma = 0{,}5$) время рассасывания избыточного заряда в базе транзистора *VT1*.

Рассмотрим процесс уменьшения тока нагрузки от максимального значения (на участке стабилизации напряжения $I_{н\,max} = I_{к\cdot з}/(1+M)$ до нуля. Максимальный ток нагрузки $I_{н\,max}$ определится выражением (6.16), а при меньших токах время $t_н$ устанавливается УУ таким, чтобы выполнялось равенство $I_{н.т} = (I_{К\,mт}\,E/2U_{н\,max})M/(M+1)$, где $I_{н.т}$, $I_{К\,mт}$ — соответствующие друг другу текущие значения токов $I_н$ и $I_{К\,m}$.

Определим возможные частоты преобразования на участке стабилизации $U_н = U_{н\,max}$. Период повторения $T = t_н/\gamma = LI_{К\,m}/\gamma E$, тогда минимальная частота f_0 на участке $U_н = U_{н\,max}$ определится как

$$f_0 = \gamma_{max}\,E_{min}/LI_{Km} = U'_{н\,max}\,E_{min}/(E_{min} + U'_{н\,max})\,LI_{Km}, \tag{6.19}$$

максимальная — как

$$f_{max} = \gamma_{min} E_{max}/LI_{Km\text{т}} = U'_{\text{н}\,max} E_{max}/[(E_{max} + U_{\text{н}\,max})LI'_{Km\text{т}}], \quad (6.20)$$

а кратность изменения частоты — как

$$k_f = f_{max}/f_0 = k_E k_I (E_{min} + U'_{\text{н}\,max})/(E_{max} + U'_{\text{н}\,max}) = k_I (1 + M)/[1 + M/k_E]. \quad (6.21)$$

Таким образом, при уменьшении тока нагрузки до нуля частота преобразования неограниченно возрастает, а влияние изменения питающего напряжения можно уменьшить выбором максимального значения параметра M [см. (6.21)].

В реальной схеме АСПН (рис. 6.7, *а*, *б*) в качестве нагрузки используется также *УУ*, включающее устройство сравнения с делителем напряжения *А*, источник опорного напряжения, и устройство гальванической развязки. Максимальная частота преобразования, при которой происходит регулирование в схеме на рис. 6. 7, *а*, *б*, определится из условия пропускания трансформатором *Т2 УГР* запирающих импульсов (рис. 6.8, *б*, *в*): $T_з \geqslant 2t_р/\gamma_{min}$, где $T_з$ — период перемагничивания трансформатора *Т2*.

Время прямого перемагничивания, в течение которого действует запирающий импульс, определится как $t_р/\gamma$, так как после перехода пилообразного напряжения на восходящий участок устройство сравнения *А* продолжает оставаться в том же состоянии. Время обратного перемагничивания (размагничивания) при напряжении пробоя стабилитрона (рис. 6.7, *б* и рис. 6.8) $U_{ст} = 2U_{\text{н}\,max}$ определится также величиной $t_р/\gamma$. При дальнейшем увеличении частоты (уменьшении тока нагрузки) происходит насыщение магнитопровода трансформатора *Т2*, поскольку к моменту начала прямого перемагничивания магнитопровод уже не успевает размагнититься, т. е. вернуться в точку $B = B_r$. При этом цепь обратной связи разрывается и устройство выходит из режима стабилизации.

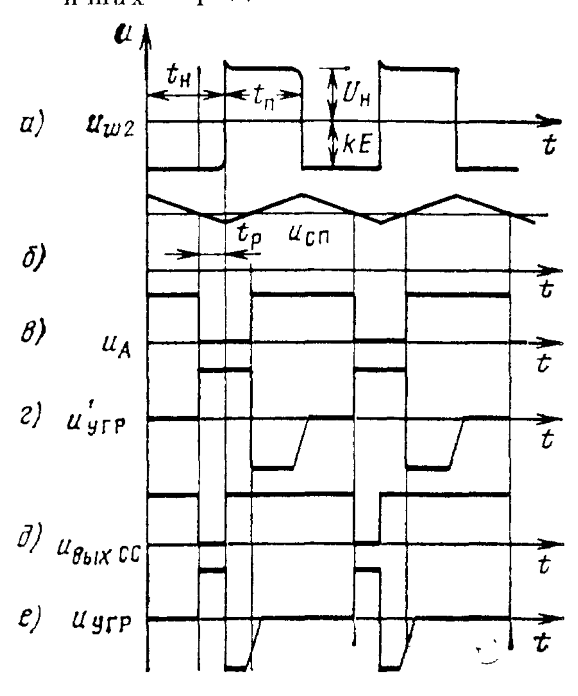


Рис. 6.8

Граничную частоту преобразования определим как

$$f_{гр} \leqslant \gamma_{min}/2t_р. \quad (6.22)$$

Для маломощных (единицы ватт) преобразователей на высокочастотных транзисторах (2Т608, 2Т630, 286ЕП3) потери на *УУ* составляют

не менее 5% от выходной мощности преобразователя, а время рассасывания $t_р$ при форсированном закрывании не превышает 0,2 мкс. Следовательно, при полном сбросе тока нагрузки выходной ток АСПН уменьшится в 1/0,05 = 20 раз и соответственно возрастет частота преобразования. Так, при $f_0 = 10$ кГц ($I_н = I_{н max}$) частота при $I_н = 0$ составит 200 кГц, а область устойчивой работы определится из (6.22): $f \leqslant \gamma/2t_р \approx 0{,}5/2 \cdot 0{,}2$ 1,25 мГц. Условие устойчивой работы при полном сбросе нагрузки запишется в виде

$$f_{х.х} = f_{min}\, I_{н\,max}/I_{упр} < \gamma_{min}/2t_р = f_{гр}, \qquad (6.23)$$

где $f_{х.х}$ — частота преобразования, соответствующая нулевому току нагрузки (холостой ход); f_{min} — минимальная частота соответствующая максимуму тока нагрузки; $I_{упр}$ — ток, потребляемый УУ.

Для более мощных устройств доля потерь на управление снижается до 2%, а время рассасывания $t_р$ увеличивается до 1—3 мкс (для 2Т808, 2Т818 $f_{гр} \leqslant 100$ кГц при $\gamma_{min} = 0{,}4$; $t_р = 2$ мкс). При этом из (6.23) определим $f_{min} < f_{гр} I_{упр}/I_{н\,max} = 2$ кГц.

Исключить возможность аварийного выхода из режима стабилизации можно заменой импульсного трансформатора *Т2* на магнитно-транзисторный автогенератор (рис. 6.7, *в*), который передает закрывающие импульсы от компаратора *А* любой необходимой длительности. При невыполнении условий (6.22) в зависимости от построения базовой цепи возможны два варианта: диод с шунтирующим конденсатором в базовой цепи отсутствует; базовая цепь имеет диод и конденсатор.

Для первого варианта невыполнение условий (6.22) приводит к появлению интервала, при котором энергия индуктивности трансформатора *Т1* уже вся передана в нагрузку, а мощный транзистор не открывается, поскольку к его эмиттерному переходу приложено закрывающее напряжение от *УГР*. После снятия этого напряжения база транзистора оказывается под положительным потенциалом за счет тока смещения и практически без задержки начинается этап накопления энергии $t_н$. Закон регулирования при этом изменяется, а максимальная частота, соответствующая минимуму тока нагрузки, уменьшается. Этот вариант с точки зрения потерь в цепи смещения соответствует двухтактной схеме (см. рис. 5.1) и приемлем лишь при низких значениях питающего напряжения (5—10 В).

Базовая цепь второго варианта может использоваться при питающих напряжениях 200—400 В, однако аналогично случаю подачи смещения на одно из плеч двухтактной схемы АНПН [78] диод в базовой цепи должен быть шунтирован конденсатором (для возникновения автоколебаний). В противном случае потери в базовой цепи и в цепи коллектора за счет протекания тока смещения достигают неприемлемого значения. При наличии указанной емкости после снятия закрывающего напряжения УГР потенциал базы возрастает со скоростью, опреде-

ляемой постоянной времени $R_{см}C_1$, а время от снятия закрывающего напряжения *УГР* до возникновения регенеративного процесса формирования фронта напряжения на *Т1* может составлять несколько десятков периодов частоты $f_{пр}$ в нормальном режиме, т. е. частота включений резко падает, а на выходе преобразователя появляются длительные провалы напряжения.

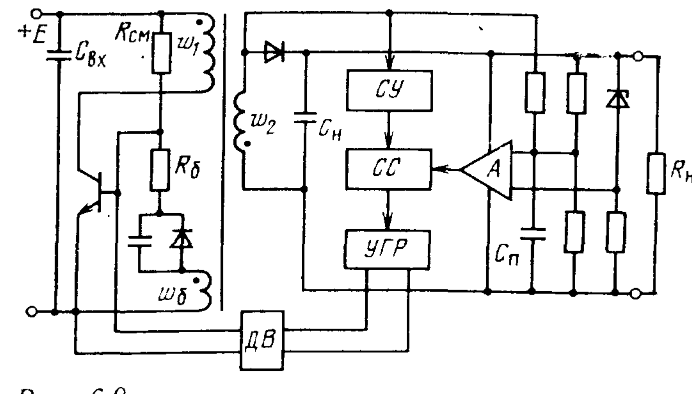


Рис. 6.9

Для исключения частотных ограничений со стороны УУ, необходимо, чтобы к началу каждого периода (к моменту открывания транзистора) все процессы в трансформаторе *УГР* заканчивались и последний был бы готов пропустить импульс необходимой длительности. Минимально необходимая длительность импульса *УГР* равна времени рассасывания избыточного заряда в базе мощного транзистора, после окончания которого полярность на вторичной обмотке трансформатора *Т1* изменяется, а необходимость в запирающем импульсе уже отсутствует (рис. 6.8, *д*, *е*).

Схема устройства, позволяющего сократить длительность импульса *УГР* до $t_р$, представлена на рис. 6.9. После закрывания мощного транзистора полярность на вторичной обмотке трансформатора изменяется и через согласующее устройство *СУ* и схему совпадений *СС* воздействует на *УГР* таким образом, что трансформатор *УГР Т2* (см. рис. 6.7) отключается от источника питающего (выходного) напряжения. Поскольку время обратного перемагничивания *Т2* зависит от напряжения на его обмотке на этом интервале времени, то всегда можно организовать готовность последнего к следующему формированию закрывающего импульса, так как время обратного перемагничивания конечно и ограничено выражением $t_{о\cdot пер} \leqslant t_п = t_н E'/U_{н\,max}$. Таким образом, в рассмотренном устройстве импульс напряжения обратного перемагничивания *Т2* оканчивается всегда раньше, чем возникает необходимость в новом формировании закрывающего импульса, что исключает влияние УУ на частотный диапазон однотактной схемы АСПН (рис. 6.9).

Простейший вариант реализации подобного устройства представлен на рис. 6.7, *а*, *б* (диод, изображенный штриховой линией.). Закрывание транзистора *УГР* осуществляется в начале этапа $t_п$ за счет соединения его базы через диод с выводом вторичной обмотки трансформатора. При этом потенциалы эмиттера и базы транзистора оказываются примерно одинаковыми, а закрывающий базовый ток ограничивается прямым сопротивлением диода, что приводит к форсированному закрыванию транзистора *УГР*.

Глава VII.

УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ НАПРЯЖЕНИЯ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

7.1. УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ АВТОГЕНЕРАТОРНЫХ НЕРЕГУЛИРУЕМЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ

Устройства управления с одним трансформатором. В однотрансформаторных УУ на базе АНПН последний используется в качестве задающего генератора и одновременно выполняет функции согласования питающего напряжения с низкоомными входами мощных транзисторов. Схема стабилизирующего преобразователя напряжения с внешним (от АНПН) возбуждением содержит (рис. 7.1) *АНПН*, подключенный к источнику питания через линейный стабилизатор напряжения *ЛСН* и усилитель мощности (УМ) на элементах *VT1*, *VT2* и *T2*, входы мощных транзисторов которого связаны с обмотками трансформатора *T1* через ключевое устройство *Кл*, коммутируемое сигналом *ШИМ*. Питание последнего может осуществляться от выходного напряжения ($U_н$) либо от специальной обмотки трансформатора *АНПН*, однако поскольку ключевое устройство *Кл* имеет гальваническую связь через входы транзисторов *VT1*, *VT2* с питающим напряжением, а *ШИМ* связан с выходным напряжением, то получить гальваническую развязку входных цепей без применения дополнительных развязывающих устройств

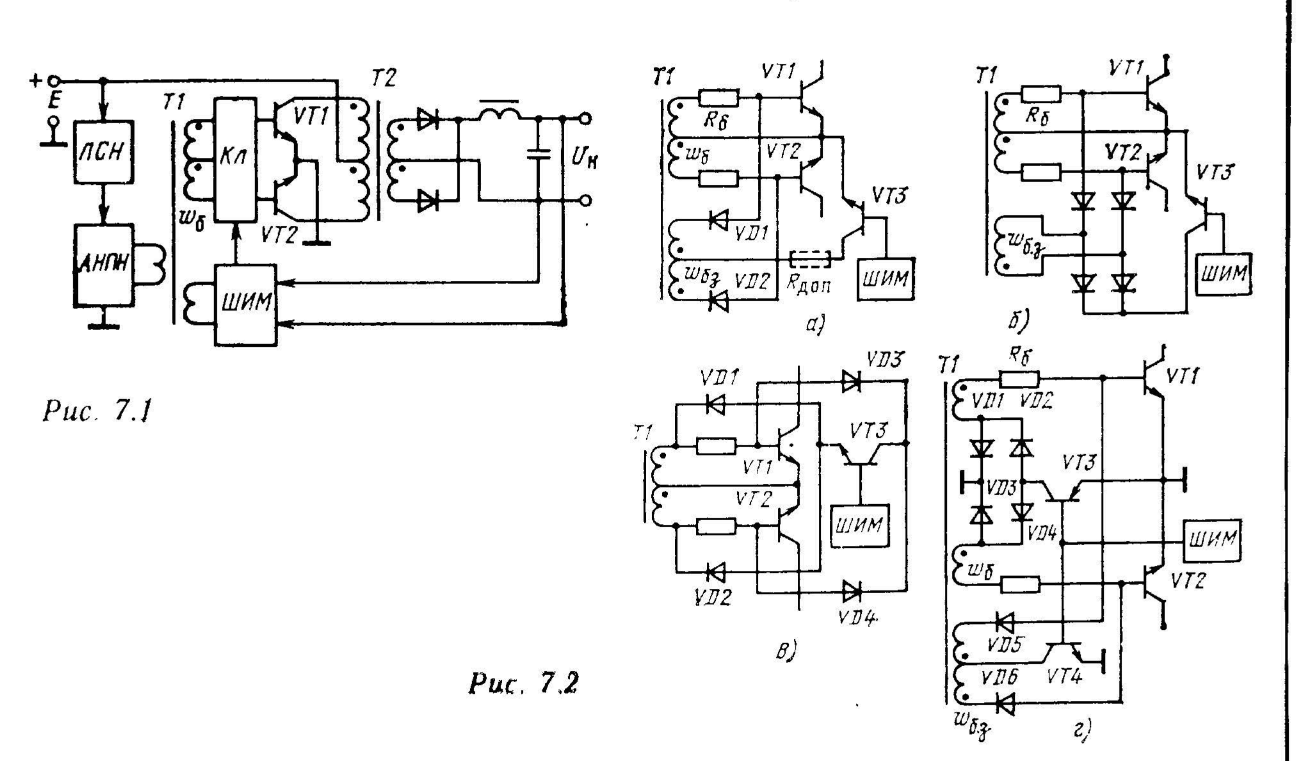


Рис. 7.1

Рис. 7.2

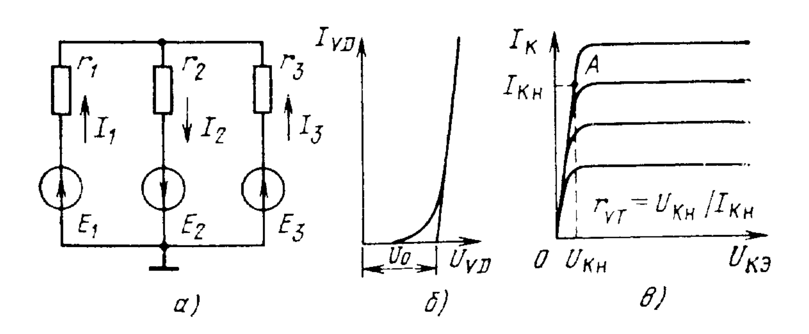


Рис. 7.3

(оптрон, трансформатор) не удается. Применение специальной обмотки трансформатора *АНПН* для питания узлов *ШИМ* (компаратор, усилитель сигнала ошибки) целесообразно для унифицированного узла *УУ*, рассчитанного на работу в преобразователях с различными номиналами выходных напряжений.

Сравнительный анализ вариантов выполнения ключевого устройства проведем для однотрансформаторных схем (рис. 7.2) по двум параметрам: закрывающему базовому току $I_{Бз}$ (открывающий ток базы при постоянном напряжении на базовой обмотке определяется соотношениями (5.5), (5.2)); относительному значению максимальной мощности управления, определяемой как отношение расчетной мощности АНПН к минимуму мощности, расходуемой на управление мощными транзисторами: $P^*_{у\,max} = P_{АНПН}/I_Б U_{БЭ}$.

Для времени рассасывания избыточного заряда $t_р$ входную цепь мощного транзистора можно представить в виде последовательного соединения ЭДС $U_{БЭ}$ и объемного сопротивления базы $r_{Б\,н}$ в состоянии насыщения, причем эти параметры на интервале $t_р$ принимаем постоянными [79]. Закрывающий ток базы $I_{Б\,з}$ определим из эквивалентной схемы базовой цепи, представленной на рис. 7.3, *а*, где искомая величина

$$I_з = (E_3/r_3) - (E_1 r_2 r_3 + E_3 r_1 r_2 - E_2 r_1 r_3)/r_3 (r_2 r_3 + r_1 r_2 + r_1 r_3). \quad (7.1)$$

Подставляя параметры, соответствующие схеме рис. 7.2, *а* [80]: $E_1 = U_б$ — напряжение насыщающей базовой обмотки; $E_2 = U_{б.з} - U_0$ — разность напряжений закрывающей базовой обмотки и прямого падения на закрывающем диоде (рис. 7.3, *б*); $E_3 = U_{БЭ}$ — напряжение на эмиттерном переходе; $r_1 = R_б$, $r_2 = r_{VD} + r_{VT}$ — дифференциальное сопротивление диода *VD1* и сопротивление транзистора *VT3* в насыщенном режиме (точка *А* на рис. 7.3, *в*); $r_3 = r_{Б\,н}$ — объем-

ное сопротивление базы мощного транзистора, получаем выражение для закрывающего тока базы:

$$I_{Б3} = \frac{U_{БЭ}}{r_{Б\,н}} - \frac{U_{б}(r_{VD}+r_{VT})\,r_{Бн} + U_{БЭ}\,R_{б}(r_{VD}+r_{VT}) - (U_{б.з}-U_{0})\,R_{б}\,r_{Б\,н}}{r_{Б\,н}\,[(r_{VD}+r_{VT})\,r_{Б\,н} + R_{б}(r_{VD}+r_{VT}) + R_{б}\,r_{Б\,н})}. \tag{7.2}$$

Анализ выражения (7.2) показывает, что при малых значениях параметров r_{VD}, r_{VT} и $r_{Б\,н}$ (1 — 3 Ом) закрывающий базовый ток может изменяться в широком диапазоне при воздействии температуры окружающей среды ($\Delta U_{БЭ}$, ΔU_{0}), поэтому для сохранения ключевого режима коммутирующего транзистора *VT3* желательно включение дополнительного токоограничивающего резистора (штриховая линия на рис. 7.2, *а*) в контур закрывающего тока $I_{б.з}$. С точки зрения увеличения тока $I_{Б.з}$ желательно иметь большее напряжение $U_{Б.з}$, однако последнее ограничено для большинства транзисторов на уровне 4—6 В.

В течение паузы в управляющем напряжении потенциал базы транзистора становится отрицательным, его эмиттерный переход закрывается, а ток вторичных обмоток *T1* определится как

$$I_{(1-\gamma)} = (U_{б} + U_{б.з} - U_{0})/(R_{б} + R_{з}),$$

где $I_{(1-\gamma)}$ — ток вторичных обмоток *T1* во время паузы в управляющем напряжении; $R_{з} = r_{VD} + r_{VT} + R_{доп}$ — суммарное сопротивление в цепи закрывающего транзистора *VT3*.

Определим мощность, отбираемую от АНПН, в рассматриваемом интервале времени:

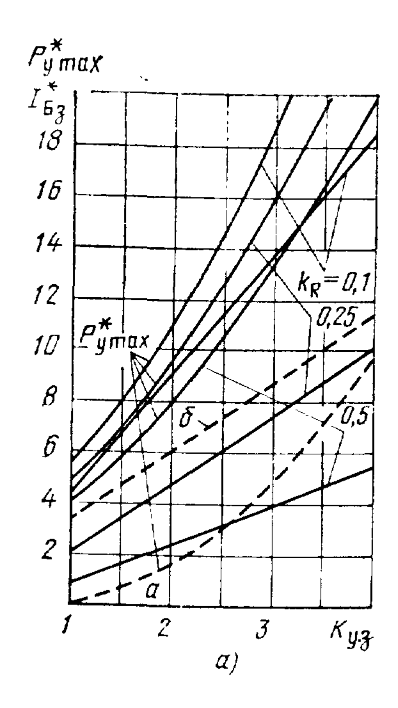
$$P = (U_{б} + U_{б.з})\,(U_{б} + U_{б.з} - U_{0})/(R_{б} + R_{з}).$$

Принимая $U_{0} = U_{БЭ}$, получаем относительную мощность в виде

$$P^{*}_{у\,max} = P/U_{БЭ}\,I_{Б} = (k_{у} + k_{у.з})\,(k_{у} + k_{у.з} - 1)/(k_{у} - 1 + k_{R}), \tag{7.3}$$

где $k_{у.з} = U_{б.з}/U_{БЭ}$ — отношение напряжения на закрывающей базовой обмотке $w_{б.з}$ к напряжению на эмиттерном переходе насыщенного транзистора; $k_{R} = R_{з}/R_{б0}$ — отношение сопротивления в цепи закрывающего транзистора к сопротивлению базового резистора при $k_{у} = 2$, т. е. $R_{б0} = U_{БЭ}/I_{Б}$.

На рис. 7.4, *а* представлены зависимости $I^{*}_{Б\,з} = I_{Бз}/I_{Б}$ и $P^{*}_{у\,max}$, построенные по выражениям (7.2) и (7.3) соответственно в функции $k_{у.з}$ для различных значений k_{R} при $k_{у} = 2$, $r_{Бн} = 0{,}1\,R_{б0}$, из которых видно, что с ростом напряжения закрывающей обмотки растет относительная мощность и при $k_{у.з} = 4$ $P^{*}_{у\,max}$ в 20 раз превысит необходимую мощность управления $U_{БЭ}I_{Б}$.



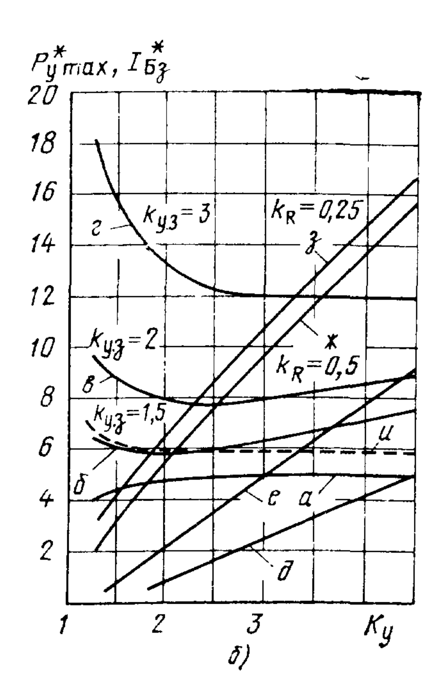


Рис. 7.4

Для определения зависимости закрывающего тока базы $I^*_{Б\,з}$ от относительного напряжения насыщающей обмотки $k_у$ необходимо учесть, что $R_б = (U_{БЭ}/I_Б)(k_у - 1) = R_{б0}(k_у - 1)$; тогда выражение (7.2) перепишется в виде

$$I^*_{Бз} = \frac{R_{б0}}{r_{Бн}}\left[1 - \frac{k_у R_з r_{Бн} + R_{б0}(k_у - 1) R_з - (k_{у.з} - 1)(k_у - 1) R_{б0} r_{Бн}}{R_з r_{Бн} + R_{б0} R_з (k_у - 1) + R_{б0} r_{Бн} (k_у - 1)}\right].$$

Представленное графически на рис. 7.4, *б* (кривая *а*) это выражение при $R_з = 0{,}25\,R_{б0}$, $r_{Бн} = 0{,}1\,R_{б0}$, $k_{у\cdot з} = 2$ показывает, что в диапазоне изменения относительного напряжения $1{,}5 < k_у < 4$ закрывающий ток базы $I^*_{Б\,з}$ изменяется незначительно.

Зависимости $P^*_{у\,max} = f(k_у)$, представленные на рис. 7.4,*б* (кривые *б*, *в*, *г*), построены по (7.3) при $k_R = 0{,}5$ для различных $k_{у\cdot з}$. Функции $P_{у\,max}(k_у)$ имеют явно выраженный минимум, который смещается в сторону больших значений $k_у$ при росте закрывающего напряжения ($k_{у.з}$).

Заметим, что при открытом состоянии мощного транзистора относительная мощность составит $P^*_у = U_б I_Б / U_{БЭ} I_Б = k_у$.

Устройство с одной закрывающей обмоткой [81], схема которого представлена на рис. 7.2, *б*, позволяет упростить конструкцию трансформатора АНПН по сравнению с устройством, представленным на

рис. 7.2, *а*. Однако для сохранения такого же закрывающего тока базы $I_{Бз}$ напряжение обмотки $w_{б.з}$ должно быть больше на $U_{БЭ}$, теряемое на дополнительном диоде. Тогда для схемы рис. 7.2, *б* относительная мощность запишется в виде

$$P^*_{у\,max} = (k_у + k_{у.з})(k_у + k_{у.з} - 2)(k_у - 1 - k_R). \tag{7.4}$$

Наиболее простую конструкцию трансформатора позволяет получить устройство [82], в котором исключены вторичные обмотки $w_б$ и $w_{б.з}$. Для возбуждения мощных транзисторов, используются обмотки ПОС АНПН, которые так же, как и транзисторы, соединены с минусовым выводом источника питания. Эквивалентной схеме рис. 7.3, *а* будут соответствовать следующие параметры схемы рис. 7.2, *в*: $E_1 = k_у U_{БЭ}$; $E_2 = k_у U_{БЭ} - 2U_0 \approx U_{БЭ}(k_у - 2)$; $E_3 = U_{БЭ}$; $r_1 = R_б$; $r_2 = R_з = r_{VD} + r_{VT} + R_{доп}$; $r_3 = r_{Бн}$. Подставляя указанные значения в (7.1), получаем выражение для закрывающего тока базы:

$$I^*_{Бз} = \frac{R_{б0}}{r_{Бн}}\left[1 - \frac{k_у R_з r_{Бн} + R_{б0}(k_у - 1)[R_з - r_{Бн}(k_у - 2)]}{R_з r_{Бн} + R_{б0}(k_у - 1)(R_з + r_{Бн})}\right], \tag{7.5}$$

из которого видно, что при $k_у = 2$ последний член числителя обращается в нуль, т. е. все напряжение закрывающей (в данный полупериод) обмотки падает на диодах. Ток $I_{Бз}$ при этом определяется соотношением сопротивлений, причем с точки зрения увеличения $I_{Бз}$ сопротивление $R_з$ должно быть как можно меньше, но при этом получается большой разброс возможных значений $I_{Бз}$ за счет температурных уходов параметров $U_{ЭБ}$ и U_0. Определим относительную мощность управления:

$$P^*_{у\,max} = \frac{1}{U_{БЭ} I_б} 2U_б \frac{2U_б - 2U_{БЭ}}{R_б + R_з} \cdot \frac{4k_у(k_у - 1)}{k_у - 1 + k_R}. \tag{7.6}$$

Зависимости (7.5) и (7.6) представлены графически на рис. 7.4, *б* кривыми *д*, *ж* при $k_R = 0{,}5$, $r_{Бн} = 0{,}1\,R_{б0}$ и кривыми *е*, *з* при $k_R = 0{,}25$ $r_{Бн} = 0{,}1\,R_{б0}$.

В рассмотренных схемах закрывание транзистора осуществлялось подачей в базу отрицательного потенциала через токоограничивающий резистор, при этом цепь насыщающей базовой обмотки $w_б$ не разрывалась. Поэтому потребление мощности от АНПН во время паузы в управляющем напряжении всегда существенно больше, чем при открытом состоянии транзистора.

В схеме на рис. 7.2, *г* в цепь насыщающего тока базы введен ключ *VT3* и диодный мост *VD1* — *VD5* [83]. При открытом состоянии транзистора *VT1* насыщающий базовый ток протекает по цепи: обмотка $w_б$ — токоограничивающий резистор $R_б$ — эмиттерный переход

VT1 — транзистор *VT3* и диод *VD2*. Мощность, отбираемая от АНПН на этом интервале, определится как

$$P^*_{\text{у max}} = U_б\, I_Б / U_{БЭ}\, I_Б = k_у\, (U_{БЭ} +$$

$$+ U_{VD} + U_{Кн}) / U_{БЭ} \approx 2{,}5 k_у, \qquad (7.7)$$

где $U_{VD} \approx U_{БЭ}$, $U_{К\,н} \approx 0{,}5\ U_{БЭ}$ — падения напряжений на диоде *VD2* и насыщенном транзисторе *VT3* соответственно.

Формирование закрывающего базового тока происходит путем открывания транзистора *VT4* и закрывания *VT3*. При этом на интервале рассасывания избыточного заряда в базе *VT1* коллекторный ток насыщенного *VT4* равен закрывающему току базы *VT1*;

$$I_{К\,VT4} = I_{Б\,з} = (U_{БЭ} + U_{Б\,з} - U_{VD}) / (r_{VD} + r_{VT} + r_{Бн}) \approx U_{Б\,з} / R_з.$$

По окончании интервала $t_р$ коллекторный ток *VT4* становится равным нулю, поскольку отсутствует цепь для протекания тока от обмотки $w_{б.з}$ благодаря диодному мосту *VD1—VD4*, поэтому мощность от АНПН во время паузы в базовой цепи *VT1* и *VT2* не потребляется. Диоды *VD1 — VD4* необходимы для того, чтобы исключить появление высокого отрицательного потенциала в паузе управляющего напряжения на базе транзистора *VT2*, закрытого в рассматриваемый полупериод. В данной схеме отрицательный потенциал базы фиксирован напряжением базовой обмотки, приложенным к эмиттерному переходу *VT2* через диод *VD3*.

Проведенный анализ позволяет сделать следующие выводы.

1. Весь закрывающий ток базы $I_{Б\,з}$ проходит через коммутирующий транзистор, причем в схемах без прерывания контура насыщающего базового тока $I_{Б\,н}$ (рис. 7.2, *а — в*) коллекторный ток коммутирующего транзистора может в 2—4 раза превышать ток базы мощных транзисторов во время закрытого состояния последних, что приводит к значительному росту мощности, необходимой для УУ и расчетной мощности АНПН (кривые *б*, *в*, *г*, *ж*, *з*, рис. 7.4, *б*, $P^*_{\text{у max}} = 6 - 12$ Вт).

2. Наиболее просто выглядит схема рис. 7.2, *в*, однако закрывающий ток базы мал при $k_у \approx 2$ (кривые *д*, *е*, рис. 7.4, *б*), рост $k_у$ ведет к приблизительно линейному возрастанию $P^*_{\text{у max}}$ и $I^*_{Б\,з}$ (кривые *ж*, *з* и *д*, *е* соответственно).

3. Схемы на рис. 7.2, *а*, *б* позволяют получить большие значения $I_{Б\,з}$ при малых $k_у$ за счет специальной обмотки $w_{б.з}$ (кривая *а*, рис. 7.4, *б*); кроме того, наблюдается минимум функции $P^*_{\text{у max}}(k_у)$, причем с ростом $k_у > k_{у\min}$ мощность $P^*_{\text{у max}}$ растет незначительно (кривые *б*, *в*, *г*, рис. 7.4, *б*).

4. В схеме рис. 7.2, *г* потребление тока от АНПН во время паузы в управляющем напряжении отсутствует, а мощность при открытом состоянии мощных транзисторов составляет $P^*_{\text{у max}} \approx 5$, что определяет предпочтительность использования данной схемы при повышенных

мощностях нагрузки, а закрывающий ток базы определяется параметрами контура $VT4 — VD5$, $VD6 — w_{б.з} — R_з$ и не влияет на $P^*_{у\,max}$.

5. Активный режим коммутирующего транзистора в цепи закрывающего тока базы с точки зрения его загрузки по параметру $I_{K\,m\,max}$ на этапе $t_р$ при отсутствии $R_{доп}$ является вполне допустимым, поскольку $t_р \approx 0{,}5—2$ мкс, однако, из-за наличия зависимостей $I_К$ ($h_{21э}$) и $h_{21э}$ (T°C) исключается стабильность закрывающего базового тока.

6. Все рассмотренные схемы рис. 7.2 не имеют гальванической развязки входных и выходных цепей без дополнительных развязывающих элементов.

В качестве примера реализации УУ с одним трансформатором на рис. 7.5 приведена полная принципиальная схема стабилизирующего преобразователя напряжения [82] со следующими техническими характеристиками:

Входное напряжение E, В	20—40
Выходное напряжение $U_н$, В	5±2%
Ток нагрузки $I_н$, А	0—3
Частота преобразования $f_п$, кГц	50
КПД не хуже	0,7

Устройство содержит АНПН на транзисторах $VT1$, $VT2$ и трансформаторе $T1$, широтно-импульсный модулятор, включающий компаратор A и формирователь пилообразного напряжения $ФПН$ ($w_п$, $C_п$, $VD_п$, $R_п$). Входы мощных транзисторов $VT4$ и $VT5$ подключены через резисторы непосредственно к базовым обмоткам трансформатора $T1$ АНПН, на которых формируется прямоугольное переменное напряжение амплитудой 2,5 В. В закрытом состоянии ключа $VT6$ указанное напряжение обеспечивает насыщение одного из транзисторов в зависимости от полярности напряжения на базовых обмотках $w_б$ трансформатора $T1$. Во время паузы в выходном напряжении $T2$ ключ $VT6$ открыт и насыщен выходным напряжением компаратора A, образуя контур для протекания закрывающего базового тока $I_{Б\,з}$.

Необходимо отметить, что в качестве $ФПН$, A и транзисторного ключа $VT6$ может быть использована одна микросхема импульсного стабилизатора напряже-

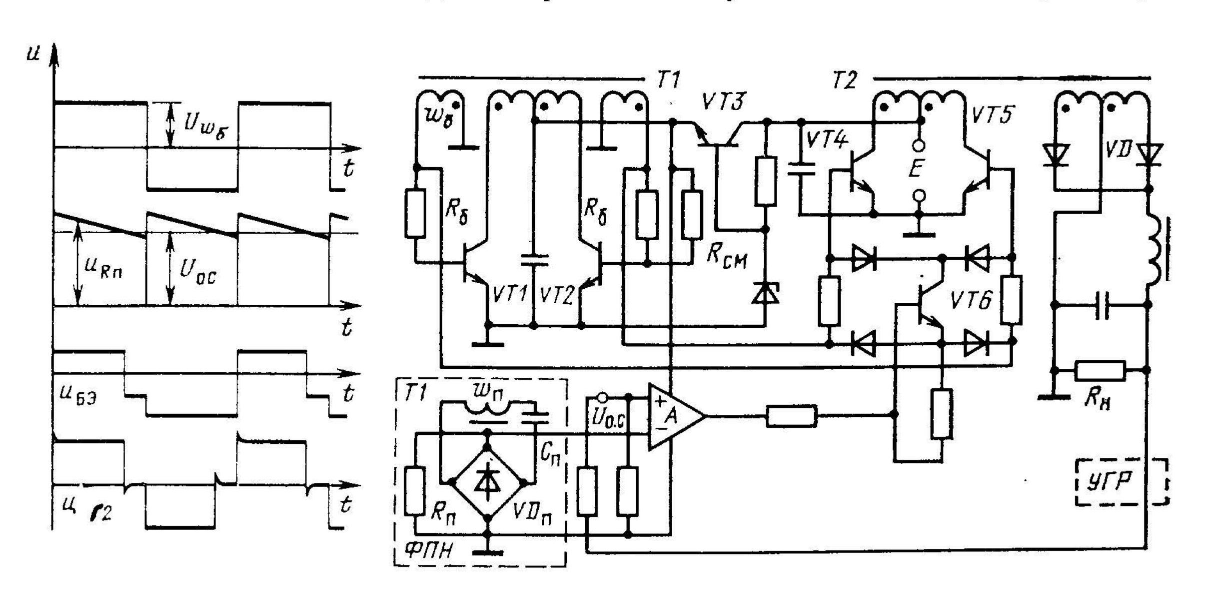


Рис. 7.5

ния типа 142ЕП1, что способствует миниатюризации всего устройства. Использование на входе компаратора *А* выходного напряжения *ФПН* в качестве опорного при малых амплитудах напряжения на конденсаторе $\Delta U_{Сп}$ может привести к неравенству по полупериодам относительной длительности открытого состояния транзисторов γ, поскольку $U_{Rп} = U_{wб} - 2U_{VD} - U_{Сп}$, а прямые падения напряжений на диодах $VD_{п}$ могут иметь разброс $\Delta U_{VD} \approx 50$ мВ. Поэтому желательно включение УПТ между выходом устройства ($U_{н}$) и инвертирующим входом компаратора, при этом амплитуда напряжения пилообразной формы $\Delta U_{Сп}$ может быть увеличена во столько раз, каков коэффициент усиления УПТ, а влияние возможного разброса ΔU_{VD} уменьшено.

При макетировании преобразователя рис. 7.5 использовали следующие элементы: *VT1*, *VT2*, *VT6* — 2Т608Б, *А* — 544УД2; *VT4*, *VT5* — 2Т630Б (по пять штук в плече), *VD* — 2Д510 (по 30 штук в плече), а удельная мощность макета составила 100 Вт/дм^3.

Использованию данной схемы в качестве ИВЭП с бестрансформаторным входом препятствует в основном возможность подмагничивания трансформатора *Т2* (схема со средней точкой), что вынуждает снижать рабочую частоту до единицы килогерц для уменьшения влияния возможного разброса времени закрывания мощных транзисторов.

Устройства управления с двумя трансформаторами. Приведенные выше схемы характеризуются тем, что УМ должен иметь общую точку соединения эмиттеров мощных транзисторов (двухтактная схема со средней точкой первичной обмотки трансформатора). Двухтрансформаторные схемы УУ лишены этого недостатка, поскольку введение дополнительного трансформатора позволяет управлять напряжением последнего по первичной обмотке, а вторичную — связать со входами транзисторов.

Известны регулируемые преобразователи, построенные на двух усилителях прямоугольного напряжения, имеющих регулируемый фазовый сдвиг [84]. Аналогичный принцип (фазовый способ управления) используемый для управления транзисторами УМ, наиболее полно рассмотрен в [53]. Поскольку относительная длительность открытого состояния транзистора в таких устройствах может изменяться в широком диапазоне ($0 < \gamma < 1$), то наибольшая эффективность УУ достигается в однотактных регуляторах напряжения либо тока, например в прямом понижающем конверторе. В двухтактных УМ необходимое значение относительной длительности для каждого транзистора находится в пределах $0 < \gamma < 0,5$, поэтому применение таких УУ связано с некоторой функциональной избыточностью непосредственно в узле формирователя управляющего напряжения (ФУН), а именно с наличием дополнительных транзисторов в цепи насыщающего и закрывающего токов базы и необходимостью в двухтактных базовых обмотках (со средней точкой) каждого из трансформаторов УУ. Кроме того, в практических разработках, использующих фазовый способ управления [25], присутствует вспомогательный источник питания на основе АНПН содержащий еще один маломощный трансформатор.

Ниже рассматриваются УУ двухтактных ПН с внешним возбуждением и гальванической развязкой входных и выходных цепей, содер-

жащие два маломощных трансформатора. Возможны два варианта применения трансформаторов: входы мощных транзисторов подключены только к вторичным обмоткам дополнительного трансформатора; вторичные обмотки одного трансформатора формируют насыщающий базовый ток, а другого — закрывающий.

Использование первого варианта для управления двухтактными схемами накладывает ограничения на возможности формирования тока $I_{Б з}$, поскольку закрывающий потенциал на базовой обмотке одного транзистора является открывающим для транзистора смежного плеча, поэтому максимальное значение $I_{Б з}$ может быть получено при нулевом потенциале на базовых обмотках. Коммутация дополнительного трансформатора с целью получения гальванической развязки осуществляется транзистором по первичной обмотке, связанной с выходом. Для увеличения возможного значения $I_{Б з}$ ограничительный резистор $R_б$ выносится в первичную цепь трансформатора *Т2* (рис. 7.6, *а*) до коммутирующего транзистора [85]. Относительная мощность управления во время открытого состояния транзисторов определится как $P_у^* =$

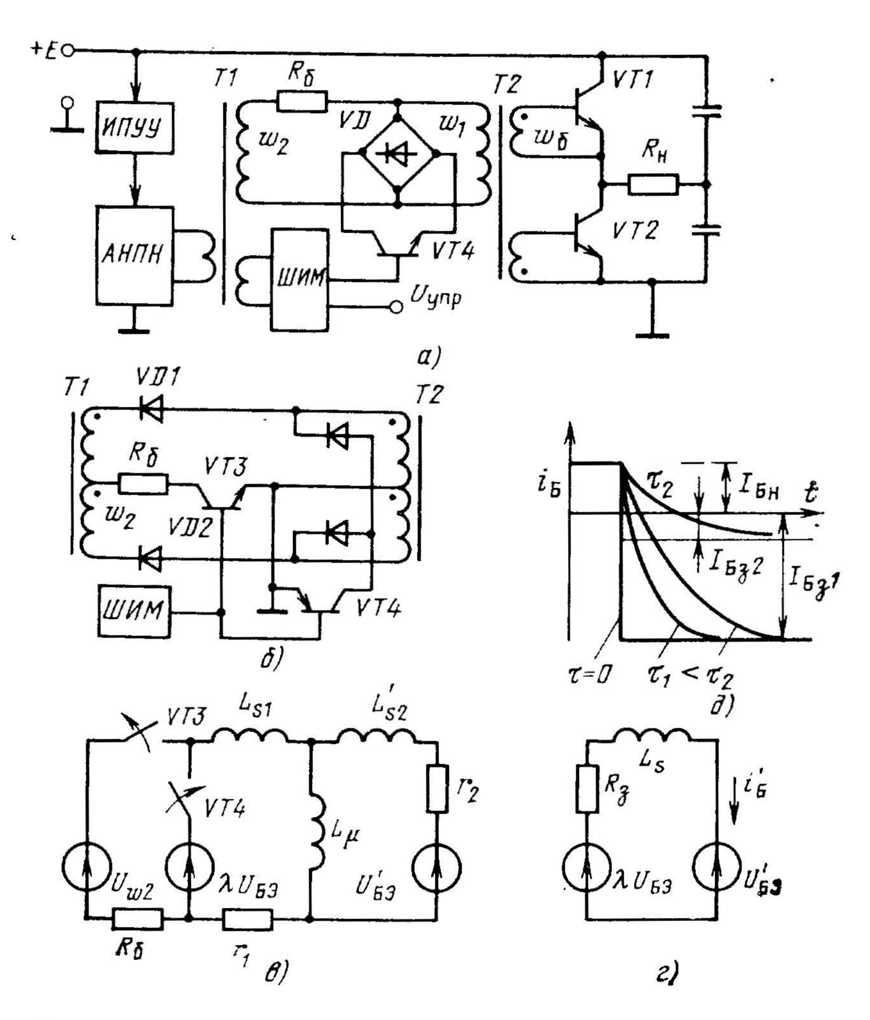


Рис. 7.6

$= U'_б I^*_Б / U_{БЭ} I_Б = k_у$, а оптимальное значение $k_у$ можно найти из (5.5). Во время закрытого состояния транзисторов $(1 - \gamma)$ потребление мощности от АНПН увеличится до значения, определяемого выражением

$$P^*_{у\,max} = (1/U_{БЭ} I_Б)\, U'_б (U'_б - 2U_{VD} - U_{К\,н})/R_б. \tag{7.8}$$

Подставляя в (7.8) значение $R_б$, определяемое из условий обеспечения заданного тока $I_{Б\,н}$, получаем $R_б = (U'_б - U'_{БЭ}) / I'_{Б\,н} = k^2 \times U_{БЭ} (k_у - 1)/I_{Б\,н}$. Вводя далее обозначение $2U_{VD} + U_{К\,н} = \lambda U_{БЭ}$, находим окончательное выражение для максимального значения относительной мощности управления:

$$P^*_{у\,max} = \frac{k_у}{k_у - 1}\left(k_у - \frac{\lambda}{k}\right). \tag{7.9}$$

Рассматривая (7.9) как функцию $k_у$, можно показать, что существует минимум этой функции, т. е. для конкретных значений λ и k можно найти такое

$$k_{у.опт.} = 1 + \sqrt{1 - \frac{\lambda}{k}} = 1 + \sqrt{1 - \frac{U_{К\,н} + 2U_{VD}}{kU_{БЭ}}}, \tag{7.10}$$

при котором $P^*_{у\,max}$ будет минимально. Из (7.10) видно, что всегда $k_{у.опт} < 2$.

Рассмотрим схему рис. 7.6, *а* с точки зрения формирования закрывающего тока базы $I_{Б\,з}$. Для анализа используем эквивалентную схему рис. 7.6, *в* с Т-образной схемой замещения базового трансформатора *Т2*, в которой L_{s1}, L'_{s2} — индуктивности рассеивания первичной и вторичной обмоток; $L\mu$ — индуктивность намагничивания; $r_1 = r_{1м} + r_{VD}$ — сопротивление контура первичной обмотки, включающее в себя активное сопротивление провода и дифференциальное сопротивление диодов *VD*; $r_2 = r_{2м} + r_{Б\,н}$ — активное сопротивление вторичной обмотки и объемное сопротивление базы.

Для времени $t_р$, пренебрегая влиянием индуктивности намагничивания, что вполне допустимо для малогабаритных ферритовых (М2000НМ1) трансформаторов, эквивалентная схема приводится к виду, показанному на рис. 7.6, *г*, где $R_з = r_1 + r_2$ — активное сопротивление в контуре тока $I_{Б\,з}$, а $L_s = L_{s1} + L'_{s2}$.

Дифференциальное уравнение для цепи рис. 7.6, *г* запишется в виде $L_s \frac{di'_Б}{dt} + i'_Б R_з = \lambda U_б - U'_{БЭ} = U_{БЭ}(\lambda - k)$ и его решение с учетом начальных условий $i'_Б(0) = I'_{Бн}$ будет:

$$i'_Б(t) = (I'_{Б\,н} - I'_{Б\,з})\, e^{-\frac{R_з}{L_s} t} + I'_{Б\,з}, \tag{7.11}$$

где

$$I'_{Бз} = U_{БЭ}(\lambda - k)/R_з. \tag{7.12}$$

Подставляя (7.12) в (7.11), получаем закон изменения тока базы во времени:

$$i'_Б(t) = I'_{Б н} e^{-\frac{R_з}{L_s}t} + \frac{U_{БЭ}(\lambda - k)}{R_з}\left(1 - e^{-\frac{R_з}{L_s}t}\right). \tag{7.13}$$

Анализ временных диаграмм (рис. 7.6, *д*), построенных по (7.13) и характеризующих процесс формирования закрывающего тока базы, позволяет сделать следующие выводы: постоянную времени контура закрывающего тока базы $\tau = L_s/R_з$ желательно иметь как можно меньше, что может быть получено увеличением сопротивления $R_з$ при минимально достижимых, при помощи конструктивных мер, значениях индуктивности рассеяния L_s; закрывающий ток базы (7.12) зависит от разности $(\lambda - k)$; так, например, для схемы рис. 7.6, *а* при $k = 2{,}5 = \lambda$ получим $I_{Бз} = 0$, т. е. для исключения влияния неидеальности элементов *VD* и *VT4* должно выполняться условие $k \gg \lambda$, а максимальный закрывающий ток для идеализированной схемы ($\lambda = 0$, $R_з = r_{Б н}$) равен $I_{Б з} = U_{БЭ}/r_{Бн}$.

В схеме рис. 7.6, *б* обмотки трансформаторов *T1* и *T2* выполнены двухтактными, а в цепь насыщающего тока базы введен ключ *VT3*, что позволяет исключить потребление мощности от АНПН во время паузы $(1 - \gamma)$, поэтому для данной схемы $P^*_{у\,max} = k_у$, а коэффициент $\lambda \approx 1{,}5$ сведен к минимальному (для управляемого ключа переменного тока) значению.

Необходимо отметить, что введение дополнительных элементов *VD1*, *VD2*, *VT3* в цепь первичной обмотки управляющего трансформатора *T2* практически не увеличивает мощности $P^*_{у\,max}$, поскольку $U_{К н} + U_{VD} \ll U_{w2} \approx 30$—50 В в отличие от схем, где коммутирующие элементы введены непосредственно в цепь базовой обмотки $w_б$, а $U_{К н} + U_{VD} > U_{БЭ}$. Кроме того, ток коллектора коммутирующих транзисторов *VT1*, *VT3* уменьшен в k раз по сравнению со схемой рис. 7.2, *г*, что уменьшает потери мощности и упрощает согласование ФУН с ШИМ.

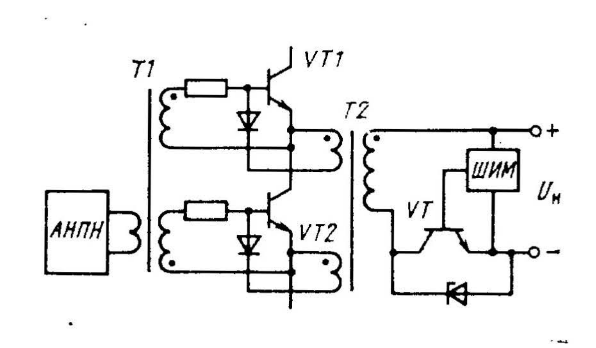


Рис. 7.7

Наиболее простой из схем с использованием вторичных обмоток двух трансформаторов в базовых цепях является устройство [86] с однотактным закрывающим трансформатором (рис. 7.7), первичная обмотка которого коммутируется транзистором *VT*, управляемым

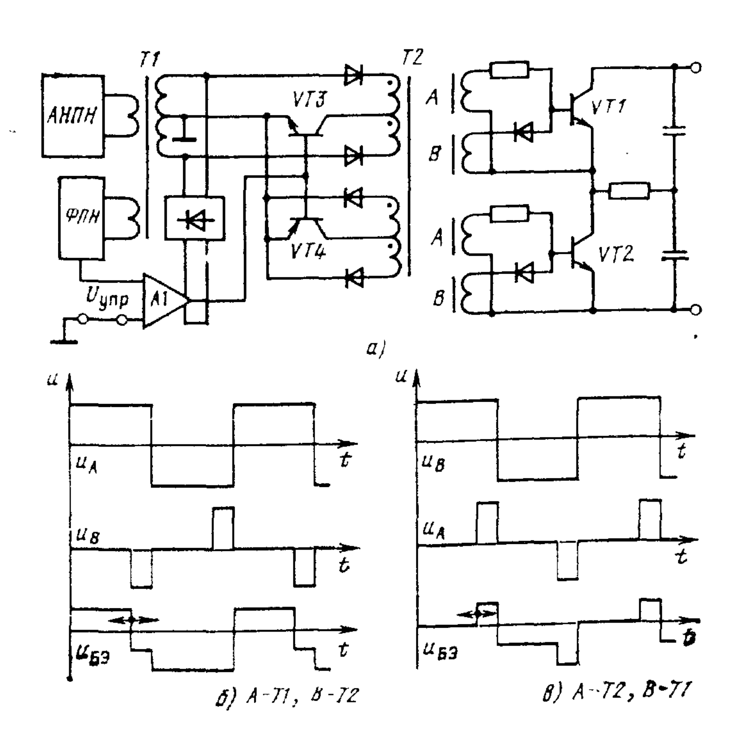


Рис. 7.8

непосредственно от ШИМ. Потери мощности $P_{у\,max}$ такие же, как и у схем рис. 7.2, *а* — *в*, но в отличие от последних получена возможность гальванической развязки как входа от выхода, так и эмиттеров мощных транзисторов друг от друга и упрощено согласование ШИМ с коммутирующим транзистором за счет уменьшения в k раз его коллекторного тока. Недостатком устройства является ограниченный диапазон изменения γ за счет времени, необходимого для обратного перемагничивания однотактного трансформатора *Т2*. Минимальное значение γ_{min} определится соотношением $\gamma_{min} \geqslant U_н/(U_н + U_{К\,m\,max})$, где $U_н$ — напряжение питания оконечного каскада УУ; $U_{К\,m\,max}$ — максимально допустимое значение напряжения на коллекторе коммутирующего транзистора *VT*.

Для исключения указанного недостатка в качестве закрывающего используется двухтактный трансформатор *Т2* (рис. 7.8), подключенный через диоды (для разделения полупериодов при $\gamma_{max} = 0{,}5$) к вторичным обмоткам трансформатора *Т1*, АНПН, не связанным с питающим напряжением [87]. Возможны два варианта использования вторичных обмоток трансформаторов: *Т1* — насыщающий, а *Т2* — закрывающий; *Т1* — закрывающий, а *Т2* — насыщающий.

Временные диаграммы работы элементов схемы для первого варианта, представленные на рис. 7.8, *б*, показывают, что закрывание мощных транзисторов осуществляется подключением отрицательного потенциала к базе без прерывания контура насыщающего базового тока. Зависимости $P^*_{у\,max}(k_у, k_{у\cdot з})$ и $I^*_{Б\,з}(k_у, k_{у\cdot з}, R)$ могут быть представлены выражениями (7.3) и (7.4) для схемы рис. 7.2, *а* при $R_з \approx r_{VD} + R_{доп}$,

поскольку приведенное сопротивление элементов первичной обмотки *T2* $(r_{VT}+r_{VD}+r_{\text{м}})/k^2\approx 10$ (Ом)/200 мало́ и его можно не учитывать.

Во втором варианте схемы в качестве насыщающего используется трансформатор *T2* с изменяющейся относительной длительностью импульса γ, а закрывающий импульс поступает от обмотки *T1* в начале следующего полупериода напряжения АНПН. Поскольку момент прихода закрывающих импульсов фиксирован точками $t^*=k^*\pi$, где k^* — целое число, модуляция осуществляется изменением моментов открывания транзисторов *VT1* и *VT2*, что приводит к некоторому ухудшению быстродействия по сравнению с первым вариантом, но при более высоком показателе $P^*_{\text{у}\max}$. Когда транзистор открыт, то $P^*_{\text{у}}(\gamma)=k_{\text{у}}$. Во время паузы $(1-\gamma)$ первичная обмотка *T2* отключена от напряжения *T1* (*VT3* закрыт), но закорочена через диод транзистором *VT4*. Без учета суммарного падения напряжения на диоде и насыщенном *VT4*, равного $(U_{\text{К н}}+U_{VD})/k\approx 50$ мВ, ток в контуре вторичной обмотки определится $I_{(1-\gamma)}=(U_{\text{Б з}}-U_{VD})/(R_{\text{б}}+R_{\text{з}})=(k_{\text{у·з}}-1)\times I_{\text{Б н}}/(k_{\text{у}}-1+k_R)$, тогда

$$P^*_{\text{у}\,(1-\gamma)}=(1/U_{\text{БЭ}}I_{\text{Б н}})\,I_{(1-\gamma)}\,U_{\text{б.з}}=k_{\text{у.з}}\,(k_{\text{у.з.}}-1)/(k_{\text{у}}-1+k_R). \quad (7.14)$$

Подставляя в (7.1) параметры эквивалентной схемы (рис. 7.3, *а*), соответствующие схеме рис. 7.8, *а*: $E_1=0$, $E_2=U_{\text{БЭ}}(k_{\text{у·з}}-1)$, $E_3=U_{\text{БЭ}}$, $r_1=R_{\text{б}}$, $r_2=r_{VD}+R_{\text{доп}}=R_{\text{з}}$, $r_3=r_{\text{Б н}}$ и учитывая, что $R_{\text{б}}=R_{\text{б0}}(k_{\text{у}}-1)$, а $R_{\text{б0}}=U_{\text{БЭ}}/I_{\text{Б н}}$, получаем

$$I^*_{\text{Б з}}=\frac{R_{\text{б0}}}{r_{\text{Б н}}}\left[1-\frac{R_{\text{б0}}R_{\text{з}}(k_{\text{у}}-1)-(k_{\text{у}}-1)(k_{\text{у.з}}-1)R_{\text{б0}}r_{\text{Б н}}}{R_{\text{з}}r_{\text{Б н}}+R_{\text{б0}}R_{\text{з}}(k_{\text{у}}-1)+R_{\text{б0}}r_{\text{Б н}}(k_{\text{у}}-1)}\right]. \quad (7.15)$$

Представленные графически зависимости (7.14) и (7.15) показывают, что схема на рис. 7.8, *а* при значительно меньших затратах мощности $P^*_{\text{у}\max}=k_{\text{у}}$ при $k_{\text{у·з}}<2$ (кривая *а* на рис. 7.4, *а* при $k_{\text{у}}=2$, $k_R=0{,}25$) обеспечивает бо́льшие закрывающие токи базы $I_{\text{Б з}}$ (кривая *б* на рис. 7.4, *а* при $k_{\text{у}}=2$, $r_{\text{Б н}}=0{,}1\ R_{\text{б0}}$, $R_{\text{з}}=0{,}25\ R_{\text{б0}}$), чем все рассмотренные выше схемы. Кривая *и* (рис. 7.4, *б* по (7.15) при $k_{\text{у·з}}=2$) показывает слабую зависимость $I_{\text{Б з}}$ от $k_{\text{у}}$.

В рассмотренных схемах УУ с подачей отрицательного потенциала в базу мощного транзистора через ограничительный резистор $R_{\text{з}}$ коммутирующий транзистор, связанный с ШИМ, подключает первичную обмотку дополнительного трансформатора к источнику переменного (в двухтактных схемах рис. 7.8) напряжения, что требует дополнительной обмотки у трансформатора АНПН с напряжением 30—40 В. Более простую конструкцию трансформатора *T1* позволяет получить схема [88], в которой закрывающий трансформатор *T2* подключен непосредственно к базовым обмоткам трансформатора *T1* АНПН (рис. 7.9). В разомкнутом состоянии ключа *VT* магнитопровод транс-

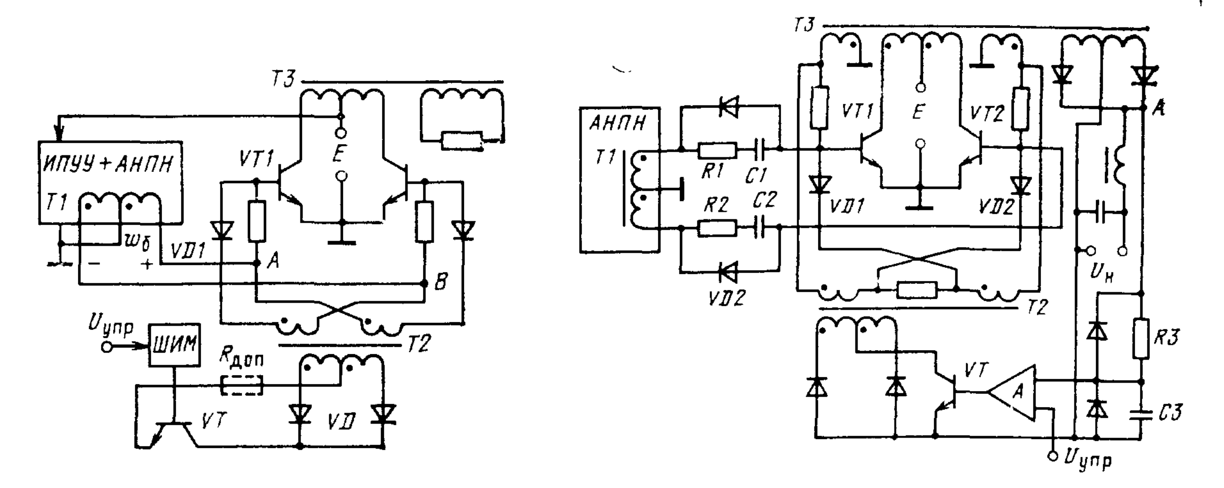


Рис. 7.9

Рис. 7.10

форматора *T2* перемагничивается под действием напряжения, приложенного к одной из первичных обмоток $U = U_{БЭ} + U_{w\,б} - U_{VD} \approx$ $\approx k_у U_{БЭ}$, где $U_{w\,б}$ — напряжение базовой обмотки *T1*.

Поскольку вторичная обмотка *T2* разомкнута, ток, протекающий через диод *VD1*, невелик и равен току намагничивания первичной обмотки *T2*. При замыкании коммутирующего транзистора *VT*, управляемого от ШИМ, транзистор *VT1* закрывается, а мощность, потребляемая во время паузы (1—γ) от АНПН, определится следующим выражением:

$$P^*_{у\,max} = 2U_б \frac{2U_б - U_{VD} - (U_{VD} + U_{К\,н})/k}{R_б + R_з} \approx \frac{2k_у\,(2k_у - 1)}{k_у - 1 + k_R} > k_у. \qquad (7.16)$$

По своим характеристикам схема аналогична схеме на рис. 7.2, *в*, с той разницей, что в цепи закрывающего тока базы находится один вместо двух, а коммутирующий транзистор вынесен в первичную обмотку трансформатора *T2*, поэтому при оптимальных значениях $k_у \approx 2$, рассчитанных по (5.5), можно получить желаемые значения $I_{Б\,з} = (2—5) I_{Б\,н}$ выбором сопротивления резистора $R_{доп}$. Полная принципиальная схема стабилизирующего преобразователя напряжения на основе УУ (рис. 7.9) приведена в [89].

На рис. 7.10 представлена схема стабилизирующего преобразователя [90], в котором отсутствует потребление мощности в базовых цепях мощных транзисторов, находящихся в закрытом состоянии (рис. 7.10). Инвертор выполнен по схеме мощного АНПН с коммутирующим магнитным элементом [69], а возбуждение (открывание) транзисторов осуществляется от генератора коротких импульсов, в качестве которого используются базовые обмотки трансформатора *T1* маломощного АНПН и дифференцирующие *RC*-цепочки, при этом потребление мощности от последнего практически

сведено к нулю. Поддержание мощного транзистора в открытом состоянии осуществляется от базовой обмотки ПОС трансформатора *T3*.

Возможны два режима работы схемы, при которых в качестве коммутирующего магнитного элемента используется насыщающийся дроссель или коммутирующий трансформатор. В разомкнутом состоянии ключа *VT* магнитопровод трансформатора *T2* перемагничивается суммарным напряжением базовых обмоток трансформатора *T3*: $U_L = 2U_{w\,б} = 2(E - U_{К\,н})\,k_{тр.б}$, где $k_{тр.б} = w_б / w_к$ — отношение чисел витков базовой обмотки к коллекторной. По истечении времени

$$T_0 = 2wsB_s / U_L \cdot 10^4 = wsB_s / (E - U_{К\,н})\,k_{тр.б} \cdot 10^4 \qquad (7.17)$$

(w — суммарное число витков первичной обмотки трансформатора *T2*; $U_{К\,н}$ — падение напряжения на насыщенном транзисторе), магнитопровод *T2* насыщается и транзистор *VT1* форсированно закрывается отрицательным напряжением базовой обмотки трансформатора через *VD1*. За счет ЭДС самоиндукции трансформатора *T3* полярность на обмотках последнего изменяется на противоположную, однако транзистор *VT2* при наличии базовой обмотки ПОС не открывается, поскольку потенциал его базы надежно фиксирован на отрицательном уровне напряжением обмотки трансформатора *T1* АНПН, приложенным через диод *VD2*. Таким образом, во время паузы в выходном напряжении энергия на управление мощными транзисторами не расходуется. В начале следующего полупериода транзистор *VT2* открывается выходным импульсом дифференцирующей цепочки *R2C2* и процесс повторяется.

Среднее за половину периода значение напряжения на обмотках *T3* определится как $U_{ср} = (E - U_{К\,н})\,2T_0/T$ где T — длительность периода напряжения АНПН. Подставляя значение T_0 из (7.17), получаем $U_{ср} = 2wsB_s / k_{тр.б}\,T = \text{const}$, следовательно, напряжение на выходе усилителя мощности стабилизировано относительно изменений входного напряжения.

Во втором режиме работы момент начала закрывания транзистора определяется состоянием коммутирующего транзистора *VT*, управляемого от компаратора *A*, что позволяет осуществлять компенсационное регулирование выходного напряжения с гальванической развязкой от входного. Возможно также совмещение указанных режимов. В этом случае регулирование выходного напряжения в установившемся режиме работы осуществляется от ШИМ, а в переходных режимах (включение, скачкообразные изменения тока нагрузки) ограничение длительности происходит за счет насыщения магнитопровода трансформатора *T2*. Схема позволяет организовать гарантированную паузу в выходном напряжении (выбором T_0), что исключает сквозные токи через мощные транзисторы в переходных режимах.

Функции АНПН в этом случае сводятся к формированию прямоугольного напряжения с заданной частотой и амплитудой $U \approx 2$ В для дифференцирующих *RC*-цепочек, при этом мощность от АНПН практи-

чески не потребляется, поскольку питание ШИМ осуществляется с выхода УМ. Формирователь пилообразного напряжения *R3C3* подключен ко входу *LC*-фильтра [91], поэтому в течение γ напряжение на *C3* представляет начальный участок экспоненты:

$$U_п \approx kE\,(1 - e^{-t/RC}). \qquad (7.18)$$

В течение закрытого состояния мощных транзисторов $(1-\gamma)$, потенциал точки *A* (рис. 7.10) становится отрицательным: $\varphi_A = -U_{VD}$, а конденсатор *C3* разряжается током дросселя (нагрузки) через диод, шунтирующий резистор *R3*. Время разряда конденсатора составляет доли микросекунды, поэтому ключ *VT* всегда закрыт перед поступлением открывающего синхроимпульса от трансформатора *T1* АНПН, что необходимо для устойчивого возбуждения транзисторов УМ. При использовании начального участка пилообразного напряжения (7.18) $U_{mC3} \ll \varphi_{A\,max} = kE$ система стабилизации напряжения оказывается инвариантной по отношению к изменениям питающего напряжения *E*, что значительно повышает коэффициент стабилизации устройства по сравнению с традиционными (рис. 7.5) схемами ФПН.

Необходимо отметить, что, несмотря на минимальную потребляемую мощность АНПН, в данной схеме потери на управление могут быть значительными при изменении питающего напряжения в широком диапазоне, поскольку $U_б = k_{w\,б}\,E$. В течение γ $P^*_{у\,max} = k_у$, а оптимальное значение $k_у$ определится выражением (5.5) при $\delta_у < 1$. Вариант схемы с полумостовым УМ, в котором эмиттеры мощных транзисторов не связаны друг с другом, приведен в [90]. В этом случае увеличивается число вторичных обмоток трансформаторов, а работа устройства не изменяется.

Устройства управления с тремя трансформаторами. Наиболее универсальными являются УУ на основе АНПН с тремя трансформаторами, при этом один трансформатор принадлежит АНПН (*T1* на рис. 7.11, *а*), а два других (*T2* и *T3*) предназначены для раздельного формирования насыщающего $I_{Б\,н}$ и закрывающего $I_{Б\,з}$ токов базы мощных транзисторов УМ [92]. Во время открытого состояния одного из транзисторов, например *VT1*, выходным сигналом ШИМ открывается коммутирующий транзистор *VT3*, подключая первичную обмотку трансформатора *T2* к выходному напряжению *T1* АНПН через диод *VD1*. Закрывающий трансформатор *T3* в это время обесточен. При изменении полярности выходного напряжения ШИМ закрывается транзистор *VT3*, а *VT4* открывается и подключает первичную обмотку трансформатора *T3* к выходному напряжению АНПН через диод *VD4*. К базе транзистора *VT1* через диод *VD5* прикладывается отрицательное напряжение вторичной обмотки *T3*, а закрывающий ток базы $I_{Б\,з}$ определяется выражением (7.15), аналогично схеме рис. 7.8, *а*.

Во время $(1-\gamma)$ закрытого состояния мощных транзисторов потенциал базы *VT1* отрицателен, а трансформатор *T2* отключен от АНПН закрытым транзистором *VT3*, однако к его вторичной обмотке через

резистор $R_б$ приложено отрицательное напряжение базы $VT1$, которое на базовой обмотке транзистора $VT2$ имеет другой знак, т. е. является открывающим для $VT2$. Для исключения сквозных токов через плечо $VT1$, $VT2$ предназначена дополнительная обмотка трансформатора $T2$, подключенная через двухполупериодный выпрямитель VD к коммутирующему транзистору $VT4$, открытому на время $(1 - \gamma)$. Напряжение на вторичных обмотках $T2$ на этом интервале определится как $U_{T2(1-\gamma)} = (U_{К\,н} + U_{VD})/k$, поэтому коэффициент трансформации k должен быть достаточно высоким ($k > 20$), чтобы обеспечить близкий к нулевому потенциал базы транзистора $VT2$, закрытого в рассматриваемый полупериод (рис. 7.11, *в*).

Максимальная относительная мощность управления равна мощности схемы рис. 7.8, *а*, *в* ($P^*_{у\,max} = k_у$), поскольку мощность, отбираемая от АНПН во время $(1 - \gamma)$, определяется выражением (7.14): $P^*_{у\,(1-\gamma)} < k_у$ при $k_{у.з} < 2$. Исключить дополнительную обмотку и выпрямитель VD на трансформаторе $T2$ позволяет устройство

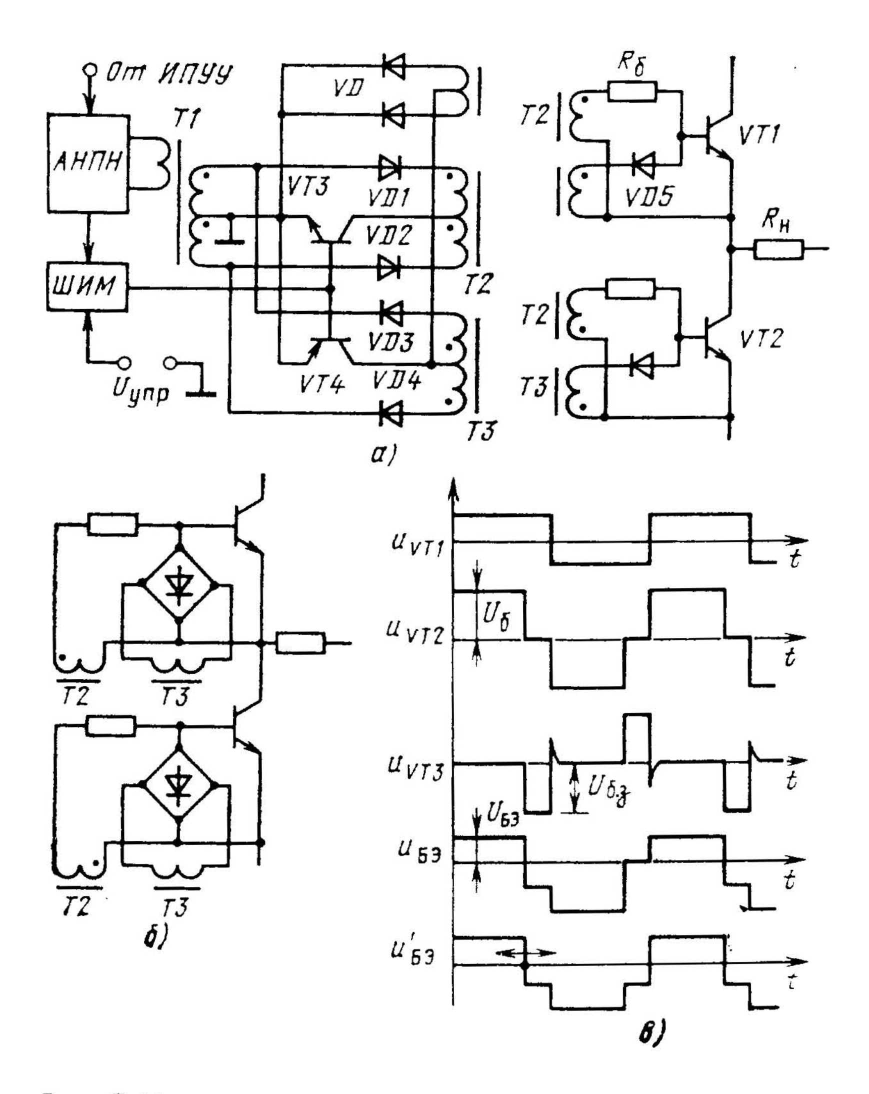


Рис. 7.11

[93], в котором коммутирующий транзистор *VT3* шунтирован резистором. Сопротивление последнего выбирают таким, чтобы напряжение на обмотках *T2* не изменяло полярности в течение любого полупериода. По потребляемой мощности АНПН данная схема занимает промежуточное положение между схемами рис. 7.8, *а* и 7.11, *а*.

В тех случаях когда коэффициент трансформации *T2* по каким-либо причинам не может быть выбран достаточно большим, вторичные обмотки закрывающего трансформатора *T3* подключаются к базам мощных транзисторов *VT1*, *VT2* через двухполупериодные выпрямители (рис. 7.11, *б* и диаграмма $U'_{БЭ}$ на рис. 7.11, *в*). При этом во время закрытого состояния мощного транзистора потенциалы баз *VT1*, *VT2* отрицательны, а для сохранения такого же закрывающего тока $I_{Б\,з}$, как в схеме 7.11, *а*, напряжение закрывающей обмотки должно быть увеличено на $U_{БЭ}$.

Необходимо отметить, что схема на рис. 7.11, *б* позволяет осуществлять регулирование напряжения как по переднему (аналогично рис. 7.8, *а*), так и по заднему фронту управляющего напряжения, что расширяет ее функциональные возможности при наиболее высоких показателях качества ($P^*_{у\,max}$, $I_{Б\,з}$ при $0 \leqslant \gamma \leqslant 1$).

7.2. УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ С БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫМ ЗАДАЮЩИМ ГЕНЕРАТОРОМ

Устройства управления рассматриваемого класса предполагают наличие постоянного питающего напряжения, не имеющего гальванической связи с первичным источником питания. Поскольку все функциональные узлы УУ — компаратор (К), усилитель рассогласования (У), формирователь пилообразного напряжения (ФПН), делитель частоты (ДЧ) и задающий генератор (ЗГ) имеют гальваническую связь с выходным (регулируемым) напряжением $U_{рег}$, то единственным узлом, который нуждается в трансформаторе как в согласующем и развязывающем элементе является формирователь управляющего напряжения, возможные варианты исполнения которого рассмотрены ниже.

Устройства управления с одним трансформатором. Работа двухтактного УМ в качестве формирователя управляющих напряжений иллюстрируется рис. 7.12, где нагрузкой трансформатора *T1* являются эмиттерные переходы мощных (управляемых) транзисторов *VT1* и *VT2*. Транзисторы *VT3*, *VT4* коммутируются поочередно, причем существует такой интервал, в котором оба транзистора закрыты ($u_{вх3}$, $u_{вх4}$). В течение открытого состояния *VT3* к первичной обмотке трансформатора *T1* приложено напряжение питания $E_у$. Следовательно, транзистор *VT1* открыт и насыщен, а ток $I_{Б\,н}$ определяется напряжением базовой обмотки $w_б$ и сопротивлением резистора $R_б$. Во время t_1 транзистор *VT3* закрывается и трансформатор *T1* отключается от источника $E_у$. В зависимости от материала магнитопровода трансформатора *T1* форма напряжения на его обмотках может иметь различный вид.

Для материалов магнитопровода с малым значением коэрцитивной силы при $i_\mu = Hl/w_б \ll I_{Бн}$, где H — напряженность магнитного поля материала магнитопровода в точке $B = B_m$; l — длина средней линии магнитопровода; $w_б$ — число витков базовой обмотки $T1$, после закрывания $VT3$ продолжается перемагничивание магнитопровода $T1$ в том же направлении под действием избыточного заряда в базе закрываемого транзистора $VT1$ (u'_{T1}, рис. 7.12). При этом напряжение на базовых обмотках на интервале рассасывания избыточного заряда $t_р$ уменьшится от $U_б$ до $U_{БЭ}$, а базовый ток $VT1$ изменит свое направление, но будет ограничен значением $I_{Б\,з} \approx i_\mu \ll I_{Б\,н}$, что существенно увеличивает время закрывания $VT1$. Данный эффект характерен для пермаллоевых ленточных магнитопроводов из материалов 79НМ, 50НП и др.

Для материалов с высоким значением коэрцитивной силы, в которых ток намагничивания i_μ в точке $B = B_m$ соизмерим с насыщающим базовым током ($i_\mu > I_{Б\,н}$), после закрывания $VT3$ к обмотке $w_б$ также приложено напряжение $U_{БЭ}$ через сопротивление $R = R_б + r_{Б\,н}$. Однако ток в цепи базовой обмотки $I_{Б\,з}$ уже недостаточен для продолжения перемагничивания магнитопровода $T1$ в том же направлении и при $i_\mu > I_{Б\,н}$ полярность напряжения на обмотках изменяется на противоположную. Это вызывает открывание транзистора $VT2$, что, в свою очередь, приводит к протеканию «сквозного» тока через транзисторы $VT1$ и $VT2$.

Исключить выброс обратного напряжения в паузе позволяет схема рис. 7.13, *а*, анализ которой приведен в [94] для случая индуктивно-активной нагрузки. Временные диаграммы функционирования транзисторов $VT5$, $VT3$ и $VT4$ приведены на рис. 7.13, *б* для напряжений $u_к$, $u_{вх3}$ и $u_{вх4}$ соответственно. На интервале t_0 — t_1 открыты и насыщены $VT5$ и $VT3$, а к первичной обмотке $T1$ приложено напряжение $U = E_у - 2U_{Кн}$. В точке t_1 транзистор $VT5$ закрывается выходным напряжением компаратора K, а $VT3$ остается открытым до конца полупе-

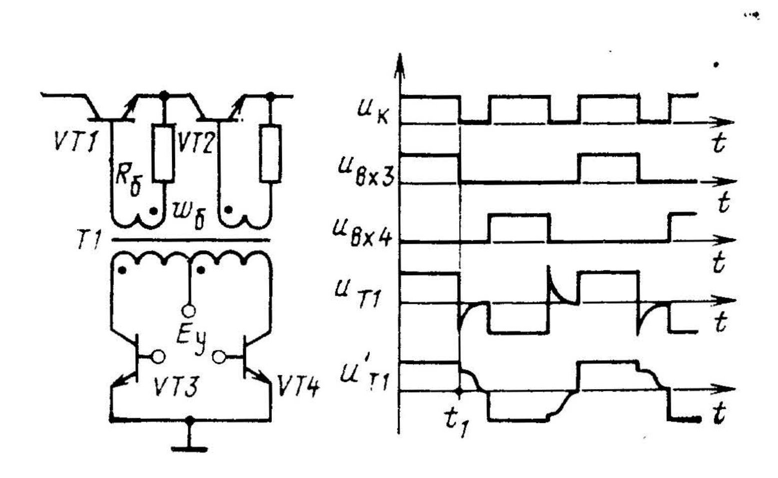
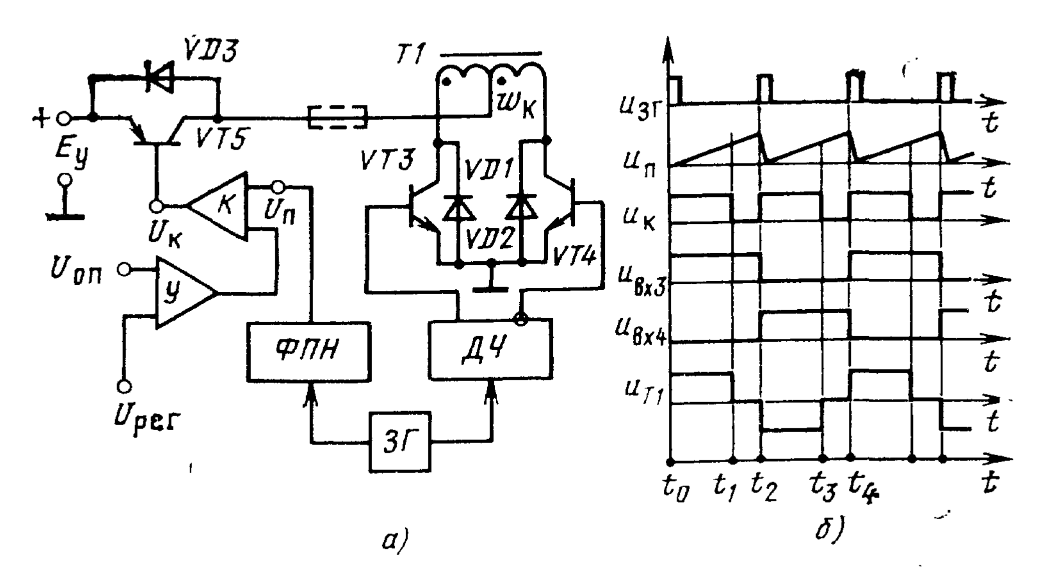


Рис. 7.12



а) б)

Рис. 7.13

риода, т. е. до точки t_2. Для материалов магнитопровода с малым значением коэрцитивной силы процесс закрывания мощного транзистора такой же, как в схеме рис. 7.12. Для магнитопроводов с высоким i_μ напряжение на базовых обмотках трансформатора изменит полярность, однако благодаря наличию короткозамкнутого контура для обратной полярности (*VT3* — *VD2* — коллекторные обмотки *T1*) напряжение на $w_б$ будет ограничено значением $U_{б\cdot з} = (w_б/2w_к)(U_{Кн} + U_{VD}) \approx$ $\approx 1{,}5U_{БЭ}/2k$.

В начале следующего полупериода (интервал t_2 — t_3) открываются транзисторы *VT4* и *VT5* и процесс повторяется для транзистора *VT2*.

Схема рис. 7.13 имеет особенности очередности коммутации транзисторов, так как короткозамкнутый контур по первичной обмотке образован за счет открытого состояния одного из транзисторов *VT3* или *VT4* для определенной полярности напряжения на обмотках *T1*. Поскольку одновременная коммутация *VT5* и *VT3*, *VT4* технически невозможна, рассмотрим процессы при сдвинутых относительно точки t_2 фронтах напряжений $u_к$ и $u_{вх3}$, $u_{вх4}$.

Предположим, управляющий сигнал поступает одновременно в точке t_2 на входы всех трех транзисторов. Тогда в течение времени закрывания насыщенного *VT3* по коллекторным обмоткам *T1* протекает «сквозной» ток, для ограничения которого желательно включение резистора (штриховая линия на рис. 7.13). Если выходное напряжение компаратора $u_К$ опережает напряжение на выходе делителя частоты ($u_{вх3}$, $u_{вх4}$), что зависит от построения ФПН, то напряжение источника $E_у$ будет подключено к трансформатору *T1* до коммутации *VT3* и *VT4*. Это вызовет открывание закрытого на интервале t_1 — t_2 транзистора *VT1*, а затем, без паузы, открывание *VT2*, что вызовет «сквозной» ток в цепи УМ.

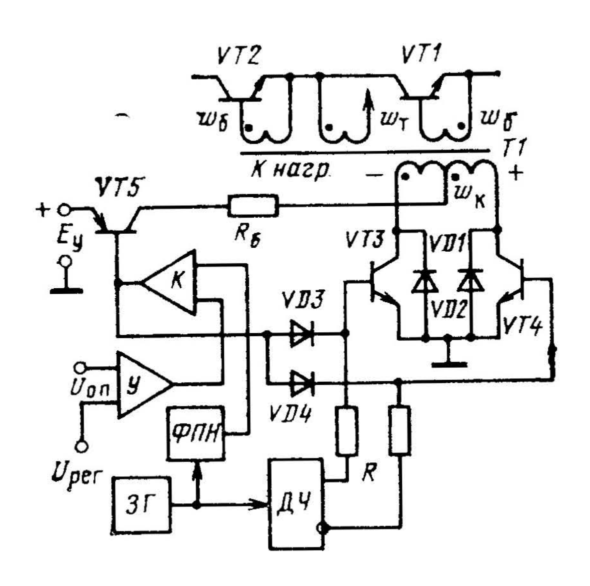


Рис. 7.14

При отставании напряжения $u_к$ от $u_{вх3}$ и $u_{вх4}$ транзисторы *VT3* и *VT4* переключаются при еще закрытом *VT5*. При этом исключается контур для протекания реактивного тока индуктивности намагничивания трансформатора и на обмотках появляется напряжение, открывающее транзистор *VT2*. Амплитуда напряжения на $w_к$ не может превышать значение $E_у + 2U_{VD}$, а длительность зависит от того, насколько энергия, накопленная в индуктивности намагничивания *T1* на интервале $t_0 - t_1$, рассеется на насыщенном транзисторе *VT3* и диоде *VD2* на интервале $t_1 - t_2$.

Следовательно, УУ по схеме рис. 7.13 необходимо строить таким образом, чтобы делитель частоты синхронизировался передним фронтом импульса напряжения $u_{ЗГ}$ и ниспадающий участок пилообразного напряжения $u_п$ начинался в этой же точке (t_2). Тогда, изменяя длительность спада $u_п$, например, сопротивлением разрядного резистора, несложно получить необходимую длительность задержки выходного напряжения $u_К$ относительно $u_{ЗГ}$. Поскольку мощность во время паузы $(1 - \gamma)$ расходуется только на насыщение транзистора *VT3* (точки $t_1 - t_2$), то относительная мощность управления, которую для схем с бестрансформаторным *ЗГ* определим как $P^*_{у\,max} = P_{ФУН}/U_{БЭ}I_{Б\,н}$, где $P_{ФУН}$ — мощность, потребляемая оконечным каскадом ФУН УУ от источника питания $E_у$, для схемы рис. 7.13 составит $P^*_{у\,max} = k_у$. Закрывающий базовый ток при нулевом уровне напряжения на трансформаторе *T1* во время $(1 - \gamma)$ определится как $I_{Б\,з} = U_{БЭ}/(R_б + r_{Бн}) \approx I_{Б\,н}$ при $k_у = 2$.

Более высокие значения закрывающего тока на этапе рассасывания избыточного заряда в базе мощного транзистора позволяет получить схема рис. 7.14, в которой базовый резистор вынесен в цепь первичных обмоток трансформатора *T1*, а короткозамкнутый контур во время $(1 - \gamma)$ организован для любой полярности напряжения на обмотках [95]. Во время γ одна из коллекторных обмоток *T1* подключена к источнику питания *E* через открытые транзисторы *VT5*, *VT3* и резистор $R_б$, определяемый соотношением

$$R_б = (E_у - U'_{БЭ})/I'_{Б\,н} = \frac{U_{БЭ}\,(k_у - 1)}{I_{Б\,н}}\,k^2. \qquad (7.19)$$

Во время $(1 - \gamma)$ транзистор *VT5* закрывается, при этом напряжение на обмотках трансформатора *T1* не изменяет полярности за счет

действия избыточного заряда в базе транзистора *VT1*, несмотря на открытое состояние *VT3*. Открывание транзистора *VT4* образует контур для протекания закрывающего базового тока *VT1* по цепи $w_к$ — *VD1*— —*VT4*. Ток $I_{Б з}$ определится аналогично выражению (7.12) для схемы рис. 7.6, *б*, *г*, с тем различием, что коэффициент трансформации k во время $(1-\gamma)$ в 2 раза больше, поскольку короткозамкнутый контур охватывает оба плеча коллекторных обмоток:

$$I'_{Б з} = U_{БЭ}(\lambda - 2k)/R_з, \qquad (7.20)$$

где $\lambda = (U_{VD} + U_{Кн})/U_{БЭ}$; $k = w_к/w_б$.

Коэффициент передачи коллекторного тока коммутирующих транзисторов *VT3* и *VT4* в цепь базовых обмоток $w_б$ во время $(1-\gamma)$ вдвое выше, чем во время γ, что облегчает формирование высоких значений закрывающего тока базы мощных транзисторов по сравнению со схемой рис. 7.6, *б*. При необходимости ограничения $I'_{Б з}$ в цепь базовой обмотки $w_б$ можно ввести резисторы сопротивлением 1—3 Ом, что позволяет использовать схему рис. 7.14 для управления мостовым УМ, поскольку дополнительные резисторы гарантируют равномерное распределение тока $I_{Б н}$ в параллельно (по входу) работающих мощных транзисторах.

Для получения заданного алгоритма работы транзисторов *VT3* и *VT4* входы последних связаны с выходом компаратора через диоды *VD3*, *VD4* таким образом, что в закрытом состоянии транзистора *VT5* открыты оба транзистора *VT3* и *VT4*, а если *VT5* открыт, то открыт один из транзисторов: *VT3* или *VT4*, в зависимости от состояния выходов делителя частоты. Рассматриваемое устройство позволяет осуществлять изменение относительной длительности γ как по заднему фронту (срезу) напряжения $u_к$, так и совместно по переднему и заднему фронтам, что позволяет строить наиболее быстродействующие системы широтно-импульсного регулирования.

Для уменьшения относительной мощности $P^*_{у\,max}$, потребляемой от источника $E_у$, на трансформаторе *T1* может быть введена дополнительная обмотка (один — три витка) токовой ПОС $w_т$, включаемой последовательно с первичной обмоткой трансформатора в цепь коллекторного тока транзисторов. При этом значение тока $I_{Б н}$ в выражении (7.19) может быть уменьшено в 2—5 раз и соответственно также уменьшится коллекторный ток коммутирующих транзисторов *VT3*, *VT4*, *VT5* во время γ. Однако необходимо учитывать, что во время $(1-\gamma)$ коллекторный ток транзисторов *VT3* и *VT4* становится больше на ток коллектора мощных транзисторов, приведенный в цепь обмотки $w_к$: $I_{доп} = I_{К\,VT1} w_т / 2 w_к$.

Кроме того, значительное уменьшение $P^*_{у\,max}$ не означает такого же уменьшения потерь на управление, которые в схеме с обмоткой $w_т$ составляют $P_у \approx 1{,}2\ U_{БЭ} I_{Б н}$ в отличие от схемы с потенциальным управлением (без $w_т$), где $P_у = k_у U_{БЭ} I_{Б н}$, а оптимальное значение $k_у$ при

постоянном E зависит от $\Delta U_{БЭ}$ и при $U_{БЭ\,min}/U_{БЭ\,max}=0,8$ согласно (5.5) составит $k_{у.опт}=1,44$, а при $U_{БЭ\,min}/U_{БЭ\,max}=0,5$ — $k_{у.опт}=1,7$.

Предельное значение закрывающего тока базы такое же, как в схеме рис. 7.6, *б*:

$$I_{Б\,з\,max}=U_{БЭ}/r_{Б\,н} \text{ при } \lambda=0. \tag{7.21}$$

Устройства управления с двумя трансформаторами. Для транзисторов с малым значением объемного сопротивления базы $r_{Б\,н}$ в состоянии насыщения однотрансформаторные схемы УУ обеспечивают необходимый закрывающий ток базы $I_{Б\,з}=(2-5)\,I_{Б\,н}$, однако с ростом $r_{Б\,н}$, что характерно для высоковольтных транзисторов, нулевого потенциала на переходе база — эмиттер уже недостаточно для получения необходимого $I_{Б\,з}$ по (7.21). Поскольку получить отрицательный потенциал на одном трансформаторе невозможно, так как он является открывающим для транзистора смежного плеча, то для формирования $I_{Б\,з}$ используется дополнительный трансформатор. При наличии в УУ двух трансформаторов разделение последних возможно как по силовым транзисторам (у каждого плеча свой трансформатор), так и по выполняемым функциям (один открывающий, а другой закрывающий). В первом случае используются однотактные формирователи управляющего напряжения, работающие каждый в свою половину периода, где существует возможность получения отрицательного потенциала с одной обмотки трансформатора.

Широко распространенная простейшая схема однотактного формирователя [96] имеет следующие недостатки: энергия, накопленная в индуктивности трансформатора во время γ, рассеивается в шунтирующих первичную обмотку стабилитронах или резисторах; закрывание мощных транзисторов осуществляется за счет энергии, накопленной в индуктивности трансформатора во время γ, что исключает возможность формирования необходимого закрывающего тока базы для материалов магнитопровода с малым значением тока i_{μ}.

Кроме того, во время закрытого состояния транзисторного ключа после уменьшения напряжения на первичной обмотке ниже напряжения пробоя стабилитрона [96] сопротивление нагрузки трансформатора становится большим и из-за наличия реактивностей (межвитковые емкости, индуктивности рассеяния обмоток) возникает затухающий колебательный процесс, что может привести к открыванию мощного ключа и, как следствие,— к снижению КПД и надежности ПН.

Схема однотактного формирователя управляющего напряжения [97], представленная на рис. 7.15, *а*, лишена указанных недостатков. Устройство включает трансформатор, три транзистора, три диода и широтно-импульсный модулятор ШИМ. Во время положительного напряжения на выходе ШИМ транзистор *VT1* открыт и, следовательно, первичная обмотка w_1 подключена к источнику питания. Магнитопровод трансформатора перемагничивается в прямом направлении, и на вторичной обмотке наводится ЭДС, образующая базовый ток мощного транзистора. Резистор, включенный в коллектор *VT1*, не приводит к

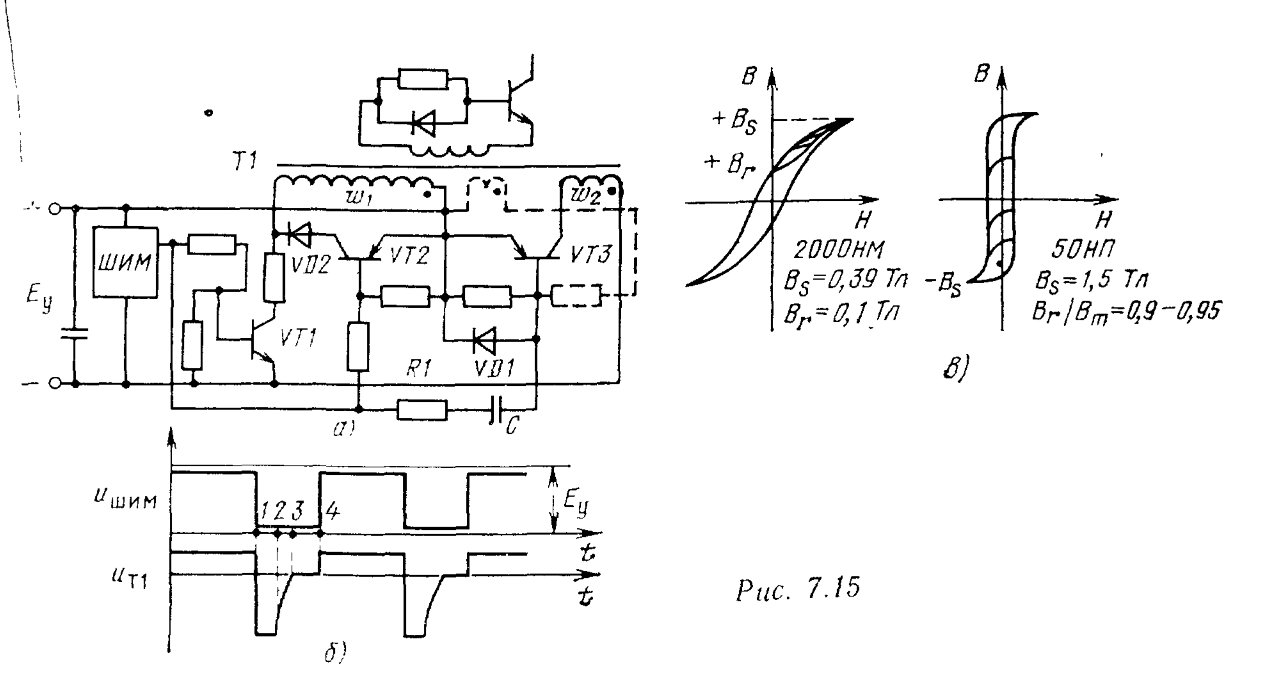


Рис. 7.15

ухудшению КПД, так как совместно с базовым резистором выполняет функции ограничения базового тока. В момент изменения выходного напряжения ШИМ до нулевого уровня транзистор *VT1* закрывается, а транзисторы *VT2* и *VT3* открываются. Поскольку *VT1* обладает собственной инерционностью, на время рассасывания избыточного заряда в базе последнего имеет место открытое состояние всех трех транзисторов *VT1* — *VT3*.

Для ограничения тока в этих интервалах служит резистор, включенный в коллектор транзистора *VT1*.

В точке *1* (рис. 7.15, *б*) полярность напряжения на обмотках трансформатора изменяется на противоположную, так как обмотка w_2 через открытый транзистор *VT3* подключается к источнику питания. Закрывающий базовый ток транзистора определяется коллекторным током транзистора *VT3* и устанавливается в необходимых пределах сопротивлением резистора *R1*. Емкость конденсатора *C* выбирается такой, чтобы через базо-эмиттерный переход транзистора *VT3* протекал ток в течение времени рассасывания избыточного заряда в базе мощного транзистора. После окончания процесса рассасывания энергия, накопленная в индуктивности трансформатора, возвращается в источник питания через коллекторный переход транзистора *VT3* и диод *VD1*. Отрицательное напряжение на базе транзистора определяется отношением чисел витков вторичной (w_2) и первичной (w_1) обмоток трансформатора. В точке *2* напряжение на обмотке w_2 становится меньше напряжения питания, трансформатор оказывается ненагруженным (за исключением обратных токов диодов и транзисторов) и начинается колебательный процесс, обусловленный наличием межвитковых емкостей и индуктивности рассеяния обмоток. Для исключения положительного напряжения на вторичной обмотке трансформатора служит цепочка, состоящая из транзистора *VT2* и диода *VD2*.

В точке *4* транзистор *VT2* закрывается, *VT1* открывается, и процесс повторяется. Максимальный коэффициент заполнения импульсов управляющего напряжения определяется отношением чисел витков обмоток w_2 и w_1 и может быть доведен до 0,7—0,8. В качестве материала магнитопровода могут быть использованы неразрезные ферритовые сердечники, имеющие высокую магнитную проницаемость (2000НМ), размах индукции при этом составит $\Delta B_{max} = B_s - B_r$.

При использовании материала магнитопровода, имеющего прямоугольную петлю гистерезиса, например пермаллоя 50НП, необходимо обеспечить открытое состояние транзистора *VT3* на время перемагничивания магнитопровода до уровня индукции $- B_s$. Для этого вводят дополнительную обмотку, соединенную через резистор со входом транзистора *VT3*. При насыщении магнитопровода развивается регенеративный процесс и транзистор *VT3* закрывается. В схеме с дополнительной обмоткой максимальный размах индукции в магнитопроводе составит $\Delta B_{max} = 2B_s$.

К достоинствам описанной схемы можно отнести следующие: закрывание транзистора осуществляется подключением первичной обмотки трансформатора к источнику питания, что обеспечивает любой необходимый закрывающий ток и, следовательно, уменьшение времени рассасывания и динамических потерь в мощных транзисторах; энергия, расходуемая на работу, минимальна, так как при обратном перемагничивании магнитопровода происходит возврат запасенной энергии в источник питания; отсутствует возможность приоткрывания мощного транзистора во время паузы в управляющем напряжении.

Для управления двухтактным ПН используют два однотактных формирователя, работающих поочередно в смежные полупериоды. Простая реализация ШИМ (рис. 7.15) представлена на рис. 7.16 при однополярном питающем напряжении $E_у$ [98]. В качестве *ЗГ* использована схема несимметричного релаксатора с нелинейной ООС. Напряжение на времязадающем конденсаторе $C_п$ используется в качестве пилообразного напряжения для компаратора ШИМ. Таким образом, *ЗГ* совмещает функции задатчика частоты преобразования ПН и формирователя пилообразного напряжения. Кроме того, выходное напряжение $u_{ЗГ}$ (точка *В*) используется в качестве формирователя гарантированной паузы на входе формирователя управляющего напряжения (точка *С*). Функции логической схемы ИЛИ для напряжений $u_К$ и $u_{ЗГ}$ для микросхем компаратора с «открытым коллектором», например 521СА3, выполняет диод *VD1*. Для простоты на рисунке показано подключение простейших схем однотактного (рис. 7.16, *а*) и двухтактного (рис. 7.16,*в*) формирователей управляющего напряжения. Основное их отличие состоит в том, что двухтактная схема ФУН должна иметь узел делителя частоты на два для поочередного открывания транзисторов ПН.

В качестве делителя частоты может быть использован триггер, на счетный вход которого подается выходное напряжение *ЗГ*. Другой способ деления частоты состоит в использовании автогенераторной схемы

ФУН (см. рис. 6.3), в которой необходимая полярность напряжения на обмотках возникает за счет энергии, накопленной в индуктивности трансформатора во время γ и циркулирующей по короткозамкнутому контуру в течение времени $(1-\gamma)$. Напряжение на обмотках появляется в момент размыкания указанного контура. Для надежного деления частоты необходимо выполнение условия $(E_у \Delta U)\gamma_{min} > (U_{К н} + U_{VD}) \times (1-\gamma_{min})$, где $E_у - \Delta U$, $U_{Кн} + U_{VD}$ — напряжения на первичной обмотке трансформатора ФУН во время γ и $(1-\gamma)$ соответственно.

Отсюда определим граничное значение γ_{min} как

$$\gamma_{min\,0} = (U_{К\,н} + U_{VD})/(E_у - \Delta U + U_{К\,н} + U_{VD}). \qquad (7.22)$$

Из (7.22) видно, что при идеальных элементах короткозамкнутого контура $(U_{К\,н} + U_{VD}) \to 0$ значение $\gamma_{min0} \to 0$. В реальной схеме уменьшение $\gamma_{min\,0}$ достигается при более высоких питающих напряжениях E, а при $E = 30$ В получим $\gamma_{min0} \approx 0{,}05$. Необходимо отметить, что нарушение деления частоты (очередности подачи импульсов на мощные транзисторы) при $\gamma < \gamma_{min0} = 0{,}05$ не приводит к насыщению ферритовых трансформаторов ПН, поскольку размах индукции в магнитопроводе составит $B'_m = B_m\gamma_{min0} < B_s - B_r$, где B_m — расчетное значение индукции магнитопровода. Двухтактный ПН будет работать в однотактном режиме.

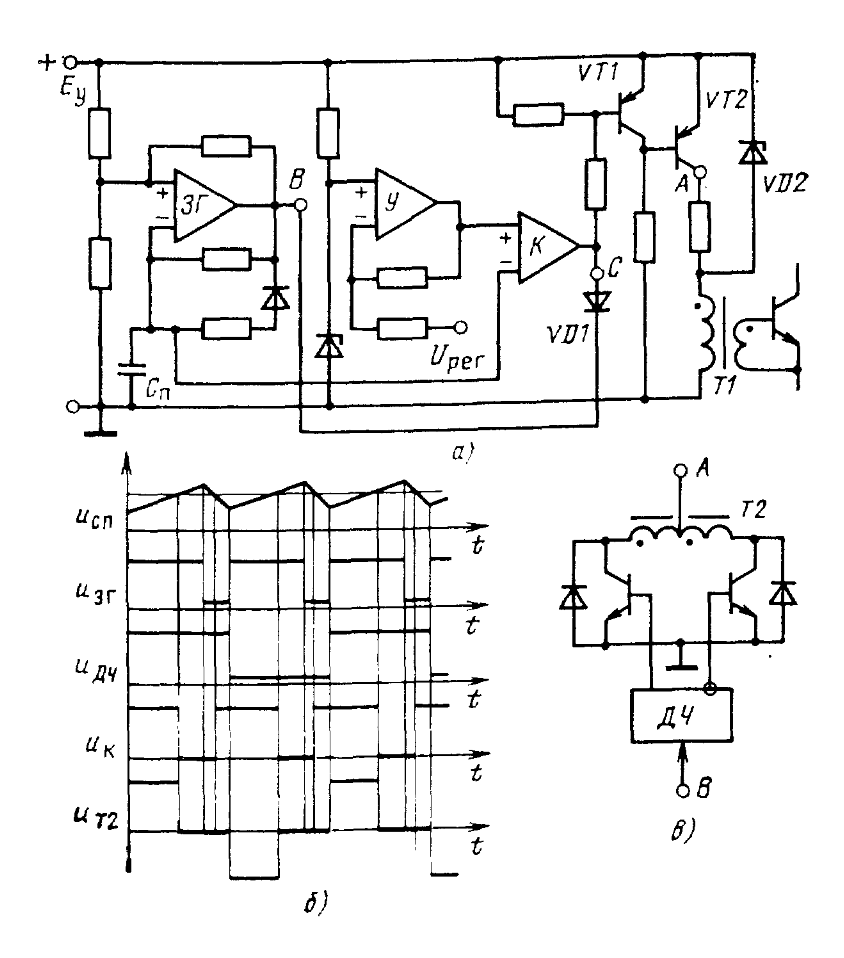


Рис. 7.16

Из двухтрансформаторных УУ, у которых функции трансформаторов разделены (насыщающий и закрывающий), наиболее просто выглядит схема, в которой оба трансформатора подключены к выходу делителя частоты через диоды [99].

В тех случаях когда коэффициент трансформации k не может быть выбран достаточно большим, например, при $E_у = 15$ В, вторичные обмотки трансформатора подключают ко входам мощных транзисторов через двухполупериодные выпрямители. По относительной мощности управления ($P^*_{у\,max} = k_у$) и закрывающему базовому току $I_{Бз}$ схема аналогична схеме рис. 7.11.

Как уже отмечалось, устройства фазового способа управления (ФСУ) транзисторами УМ, предложенные в [53], целесообразно использовать в однотактных схемах, где необходимая относительная длительность открытого состояния ключа находится в пределах $0 \leqslant \gamma \leqslant 1$.

Оригинальный вариант использования СУ для управления двухтактной схемой УМ, в которой $0 \leqslant \gamma \leqslant 0{,}5$, предложен в [1, рис. 2.20], где для формирования насыщающего тока базы участвуют оба трансформатора ФУН, причем один из них формирует закрывающий ток базы, а другой поддерживает отрицательный потенциал на базе закрытого в данный полупериод мощного транзистора во время $(1 - \gamma)$. Простой вариант получения сдвинутых по фазе прямоугольных напряжений без применения трансформаторов рассмотрен в [98].

В тех случаях когда мощности выходных каскадов формирователя прямоугольных напряжений [98] недостаточно для обеспечения необходимой мощности управления $P^*_{у\,max}$, может быть использована схема формирователя [100]. По своим характеристикам ($P^*_{у\,max}$, $I_{Б\,з}$) такая схема эквивалентна схеме на рис. 7.11, однако имеет большее число трансформаторов, что ограничивает область ее применения мощными ПН, нуждающимися в промежуточном усилительном каскаде. Для упрощения узла ФУН в качестве трансформаторов могут быть использованы стандартные миниатюрные трансформаторы типов ТИ-4, ТИ-5.

Глава VIII. ПРАКТИЧЕСКИЕ РАЗРАБОТКИ ИСТОЧНИКОВ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ С БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫМ ВХОДОМ

8.1. ИСТОЧНИК ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ УСТРОЙСТВ ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ

Характерным требованием для ИВЭП устройств отображения информации является повышенное входное напряжение 180—250 В постоянного тока при скачкообразном изменении тока потребления от нулевого уровня до максимального значения.

На рис. 8.1 приведена принципиальная схема ИВЭП, которая удовлетворяет этим требованиям и имеет следующие технические характеристики:

Напряжение сети, В	$220^{+10}_{-15}\%$
Выходное напряжение, В	250
Диапазон изменения тока нагрузки, А	0—1
Суммарная нестабильность входного напряжения, %	±2
Пульсации выходного напряжения, В:	
на частоте 100 Гц	1,5
на частоте 60 кГц	0,5
Частота преобразования, кГц	30
Коэффициент полезного действия	не менее 0,88
Удельная мощность, Вт/дм³	120

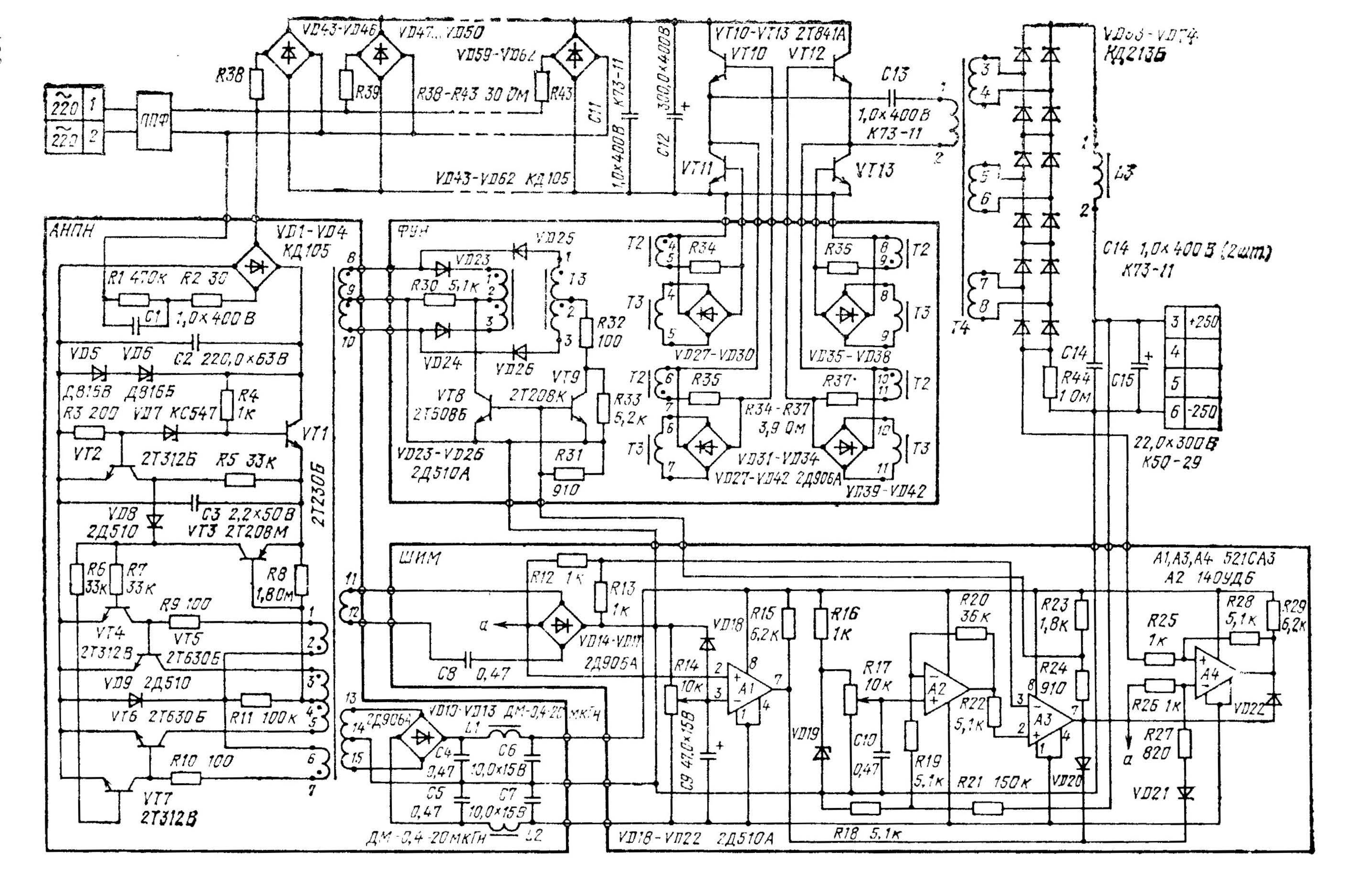
Устройство состоит из следующих конструктивно законченных узлов: платы ИВЭП, включающей в себя помехоподавляющий фильтр *ППФ*, сетевой выпрямитель *VD*43 — *VD*62, емкостный фильтр *C11*, *C12* и регулируемый мостовой конвертор *VT10* — *VT13*, *T4*, *VD63* — *VD74*, *L3*, *C14*, *C15*; платы АНПН, подключенной непосредственно к сетевому напряжению через балластный конденсатор *C1*; платы *ФУН*; платы *ШИМ*.

Сетевой выпрямитель состоит из пяти диодных мостов с ограничительными резисторами *R38* — *R43*, включенными параллельно, что позволяет при использовании сравнительно маломощных диодов КД105 осуществлять заряд фильтрового конденсатора *C12* при включении последних в сеть без перегрузки по току (см. § 2.1). Конденсатор *C13*, включенный последовательно с первичной обмоткой трансформатора *T4*, необходим для исключения подмагничивания магнитопровода в установившемся режиме.

В высокочастотном выпрямителе *VD63* — *VD74* использованы диоды КД213Б, у которых обратное напряжение $U_{обр} = 200$ В меньше максимального напряжения на вторичной обмотке трансформатора $U_{2m} = 420$ В, поэтому вторичная обмотка разделена на три части с равными числами витков, а диодные мосты включены по выходам последовательно. Такое включение допустимо для выпрямителя, работающего на *LC*-фильтр, поскольку во время паузы ($U_2 = 0$) диоды находятся в проводящем состоянии, а при $U_2 = U_{2m}$ гарантируется равномерное распределение напряжения U_{2m} на диодах $U_{обр} = U_{2m}/3$ без применения дополнительных выравнивающих резисторов.

Устройство управления ИВЭП выполнено на базе *АНПН*, стабилизация входного напряжения которого осуществляется линейным стабилизатором *VT1*, *VD7*. Для ограничения максимального напряжения на входе *VT1*, а следовательно, и мощности, рассеиваемой последним, служат стабилитроны *VD5*, *VD6*. Поскольку напряжение на входном конденсаторе *C2* при включении ИВЭП нарастает достаточно плавно (100—150 мс), то для исключения работы транзисторов *VT10* — *VT13* в активном режиме при $U_{АНПН} < U_{ном}$ служит цепочка *VT2*, *VD8* и *VT4*, *VD7* [54], включающая *АНПН* при $U_{АНПН} \approx U_{ном} = 47$ В. При правильно настроенной схеме *АНПН* (см. рис. 5.8) напряжение на коллекторе *VT3* имеет форму коротких (0,5—1,0 мкс) импульсов с амплитудой $U_m \approx \approx U_{ном}$.

Плата *ШИМ* запитана от обмоток трансформатора *T1 АНПН* через выпрямитель *VD10* — *VD13* с выходными напряжениями ±12 В и содержит компаратор *A1* гарантированной паузы γ_{max} с цепочкой плавного пуска *R14C9*, обеспечивающей плавное нарастание коэффициента заполнения γ от нуля до γ max (диод *VD18* предназначен для быстрого разряда *C9* по цепи питания *ШИМ* при выключении *АНПН*), усилитель сигнала ошибки *A2*, компаратор *A3* и компаратор токовой защиты *A4*. Логическое суммирование сигналов всех компараторов осуществляется на выводе *7 A3* при помощи диодов *VD20*, *VD22*, которые выполняют функции логической схемы ИЛИ для нулевого уровня напряжения на выходе любого компаратора.



ППФ
~220
~220
VD43-VD46
VD47...VD50
VD59-VD62
R38
R39
R38-R43 30 Ом
R43
C11 1,0×400 В К73-11
C12 300,0×400 В
VD43-VD62 КД105
VT10-VT13 2Т841А
VT10
VT12
VT11
VT13
C13
1,0×400 В
К73-11
VD63-VD74
КД213Б
L3
C14 1,0×400 В (2шт)
К73-11
T4
C14
R44
1 Ом
C15
22,0×300 В
К50-29
+250
-250
АНПН
VD1-VD4
КД105
R1 470к
R2 30
C1
1,0×400 В
C2 220,0×63 В
VD5
VD6
Д815В
Д816Б
R3 200
VD7 КС547
R4
1к
VT1
VT2
2Т312Б
R5 33к
2Т230Б
C3 2,2×50 В
VD8
2Д510
VT3 2Т208М
R6
33к
R7
33к
R8
1,8 Ом
R9 100
VT4
2Т312В
VT5
2Т630Б
VD9 2Д510
VT6 2Т630Б
R11 100к
R10 100
VT7
2Т312В
ФУН
VD25
VD23
R30 5,1к
VD24
VD26
T3
R32
100
VT8
2Т508Б
VT9
2Т208К
R33
5,2к
VD23-VD26
2Д510А
R31
910
T2
R34
R35
R36
R37
VD27-VD30
VD35-VD38
R34-R37
3,9 Ом
VD31-VD34
VD27-VD42 2Д906А
VD39-VD42
ШИМ
R12 1к
R13
1к
a
VD14-VD17
2Д906А
C8 0,47
R14
10к
C9 47,0×15 В
VD18
R15
6,2к
A1
R16
1к
VD19
R17
10к
C10
0,47
A2
R19
5,1к
R20
36к
R22
5,1к
R21 150к
R23
1,8к
R24
910
A3
VD20
A1, A3, A4 521СА3
A2 140УД6
R25
1к
R26 1к
R28
5,1к
R29
6,2к
A4
VD22
R27
820
VD21
R18 5,1к
2Д906А
VD10-VD13
ДМ-0,4-20 мкГн
L1
C4
0,47
C6
10,0×15 В
C5
0,47
C7
10,0×15 В
ДМ-0,4-20 мкГн
L2
VD18-VD22 2Д510А

Рис. 8.1

Таблица 8.1

Тип магнитопровода	Номер вывода по схеме	Число витков	Диаметр провода, мм	Номер вывода по схеме	Число витков	Диаметр провода, мм	Номер вывода по схеме	Число витков	Диаметр провода, мм
T1 М2000НМ1 К16×10×4,5	1—2 3—4 4—5	5 80 80	0,2 0,2 0,2	6—7 8—9 9—10	5 40 40	0,2 0,2 0,2	11—12 13—14 14—15	12 23 23	0,2 0,2 0,2
T2, T3 М2000НМ1 К16×10×4,5	1—2 2—3	90 90	0,2 0,2	4—5 6—7	10 10	0,33 0,33	8—9 10—11	10 10	0,33 0,33
T4 Ш12×15 М2000НМ1	1—2 3—4	50 20	0,5×2 0,75	5—6	20	0,75	7—8	20	0,75
L3 Ш12×15 М2000НМ1 зазор 1 мм	1—2	150	0,8						

Устройство токовой защиты *A4* осуществляет ограничение тока нагрузки на уровне, определяемом сопротивлением датчика тока *R44* и амплитудой пилообразного напряжения, для регулировки которого перед резистором *R26* можно включить потенциометр. При достижении током дросселя *L3* (нагрузки) заданного порогового значения переключается компаратор *A4* и самоблокируется по цепи ПОС *R25*, *R28*, при этом мощные транзисторы *VT10 — VT13* закрыты. Восстановление состояния *A4* осуществляется компаратором паузы при $\gamma = \gamma_{max}$, следовательно, в начале следующего полупериода *A4* вновь готов к фиксации заданного уровня тока дросселя, и т. д. Если в таком режиме нет необходимости, глубина ПОС (уменьшением сопротивления резистора *R28*) увеличивается таким образом, чтобы *A4* не разблокировался сигналом с *A1*. Тогда изменить состояние *A4*, т. е. включить ИВЭП после срабатывания защиты, можно кратковременным снятием питания с *АНПН* (входным тумблером).

Формирователь управляющего напряжения *T2*, *T3* представляет собой упрощенную модификацию [93] трехтрансформаторной схемы рис. 7.11. При нулевом потенциале на выводе *7* компаратора *A3* открыт транзистор *VT9 ФУН*, при этом на все транзисторы *VT10 — VT13* подается закрывающее напряжение. Когда открыт *VT8 ФУН*, то открываются *VT10* и *VT13* либо *VT11* и *VT12*, в зависимости от полярности напряжения на выводах *8—10* трансформатора *T1 АНПН*. Данные трансформаторов *T1 — T4* и дросселя *L3* приведены в табл. 8.1.

8.2. УНИФИЦИРОВАННЫЕ МОДУЛИ ИСТОЧНИКОВ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ С БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫМ ВХОДОМ

Система электропитания, содержащая ряд стабилизирующих преобразователей переменного напряжения сети (220 В) в постоянное, может быть построена на следующих конструктивно законченных унифицированных функциональных модулях: СВ входного напряжения с фильтром; регулируемый двухтактный конвертор с трансформаторным выходом *ТДК*; устройство управления и защиты *УУЗ*; модуль источника питания *УУЗ — ИП УУЗ*.

Выделение *СВ* в отдельный функциональный модуль продиктовано следующими причинами: многообразием возможных параметров питающей сети (115, 220, 380 В; 50, 400 Гц,...); возможностью выполнения единого *СВ* для всей системы питания, поскольку уменьшено общее число элементов и появляется возможность построения унифицированного ИВЭП из двух функциональных узлов (регулируемый конвертор *ТДК* и *УУЗ*), а к стойке (шкафу) подводится два входных постоянных напряжения: 300 В для силовой части и 18 В для питания устройства управления.

На принципиальной схеме (рис. 8.2) *СВ* включает диоды *VD24*—*VD27*, дроссель *L2* и конденсатор *С14* (К50-27, 450В 220 мкФ). В качестве силовой части высокочастотного преобразователя постоянного напряжения выбрана схема *ТДК*, выполненного по полумостовой схеме на транзисторах *VT8*, *VT9* (2Т809А) и конденсаторах *С9*, *С10*, (К73-11, 250 В 1,5 мкФ).

Конструктивно узел *ТДК* представляет собой плату с элементами, прижатую со стороны диодов к радиатору с мощностью рассеивания 20—30 Вт, причем на последнем крепят также мощные транзисторы. Над оставшейся свободной площадью радиатора помещается плата *УУЗ*. Эти два узла вместе занимают объем $1{,}7\times1{,}2\times0{,}3$ дм^3 = 0,6 дм^3 при мощности нагрузки 75 Вт и выходном напряжении 5 В (удельная мощность 120 Вт/дм^3) и при мощности нагрузки 110 Вт и выходном напряжении 27 В (удельная мощность 170 Вт/дм^3).

Устройство управления и защиты преобразователя выпрямленного напряжения выполняет следующие функции: регулирование (стабилизацию) выходного напряжения (*А1*, *А2*, *А3*); обеспечение плавного нарастания напряжения на выходе с целью исключения перерегулирования при включении и повышение надежности силовой части преобразователя (*С6*, *R16*, *R18*, *VD4*, *VD5*); обеспечение фиксированной паузы в управляющем транзисторами напряжении для исключения сквозных токов через последние (*А1*, *VD6*, *А3*); формирование управляющего напряжения необходимой формы с целью уменьшения потерь и повышения частоты преобразования (*Т1*, *Т2*); защиту ИВЭП от коротких замыканий в нагрузке (*А4*).

Устройство управления и защиты питается от источника постоянного напряжения 16—18 В и потребляет мощность 1,2 Вт. Для повышения качества напряжения питания используется стабилизатор на стабилитроне *VD1* (2 С213) и транзисторе *VT1* (КТ817Б). При снижении входного напряжения ниже определенного уровня (пробоя стабилитрона *VD1*) закрывается транзистор *VT4*, исключая возможность подачи напряжения на открывающий трансформатор *Т1* и отключая, таким образом, мощные транзисторы *ТДК*.

Задающий генератор выполнен на схеме *А1* с нелинейной обратной связью а пилообразное напряжение на времязадающем конденсаторе *С4* используется для компаратора *А3*, на другой вход которого подается напряжение рассогласования, усиленное усилителем обратной связи *А2*. Для обеспечения плавного изменения коэффициента заполнения (от нуля до γ_{max}) напряжения на выходе компаратора используется цепочка *R16*, *R18*, *VD5*, *VD4*, *С6*.

Выходные напряжения компаратора *А3*, задающего генератора *А1* (для формирования паузы) и порогового устройства токовой защиты *А4* через схему ИЛИ (*VD7*, *VD6*) подключены ко входу формирователя управляющего напряжения *Т1* *Т2*, *VT5*, *VT7* (1НТ251), *VT2*, *VT3* (2Т313Б). В открытом состоянии транзистора *VT2* напряжение подается на закрывающий трансформатор *Т2*, а если *VT2* закрыт — на открывающий *Т1*.

Для измерения тока, протекающего по первичной обмотке трансформатора *Т3*, используется токовая обмотка (один-два витка), помещенная на открывающем трансформаторе *Т1*. Это исключает необходимость в специальном токовом трансформаторе, повышает КПД *УУЗ* и упрощает устройство. При подмагничивании трансформатора *Т4* переменным током первичной обмотки *Т3* по базовой обмотке трансформатора *Т1* протекает ток, пропорциональный первичному, и вызывает дополнительное падение напряжения на базовых резисторах *R36* или *R37*, а следовательно, и на первичной обмотке трансформатора *Т1* — точка сое

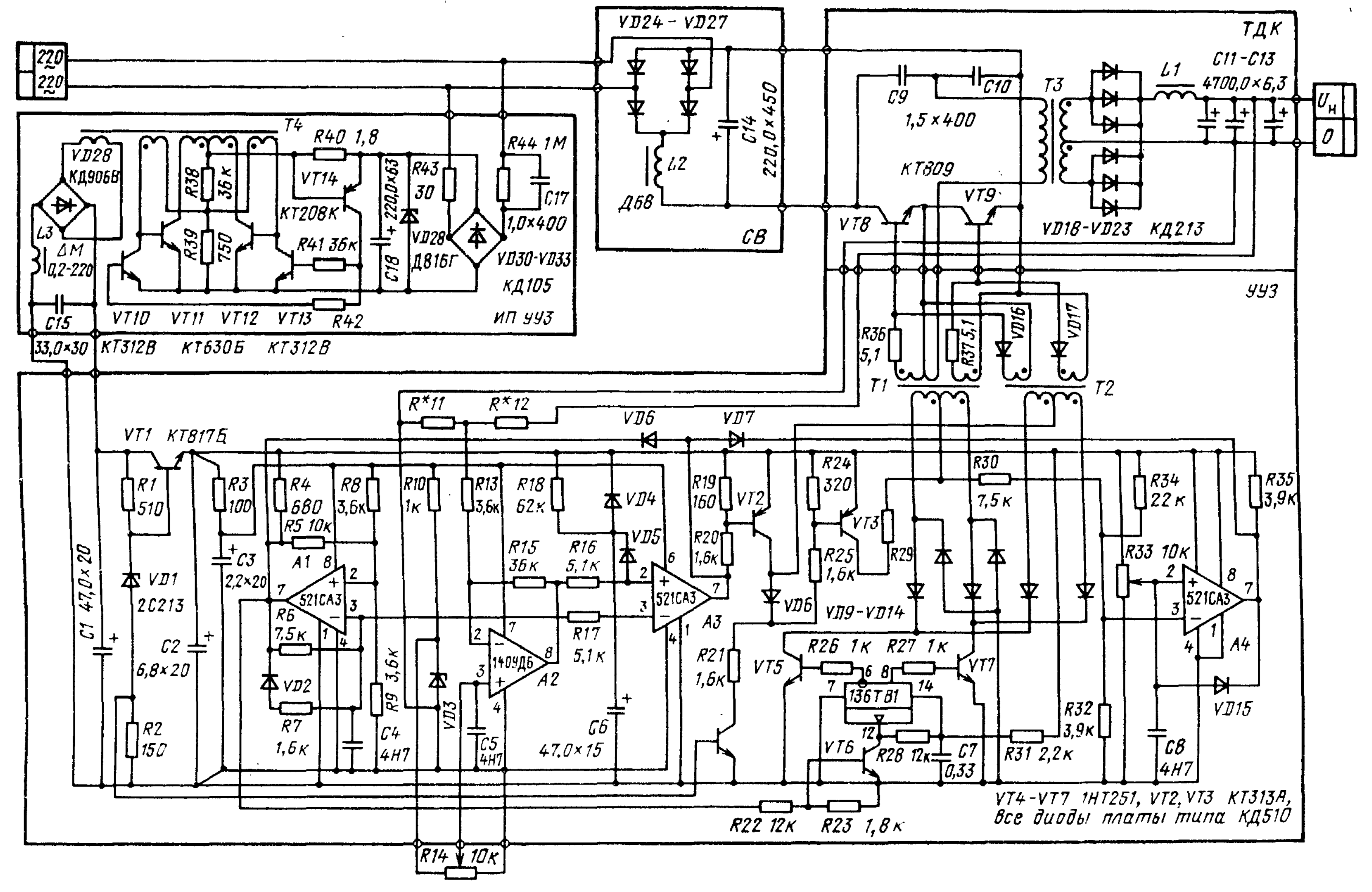


Рис. 8.2

динения резисторов *R29*, *R30*. Повышение напряжения в этой точке фиксируется пороговым устройством *A4*, а при превышении первичным током допустимого значения последнее срабатывает и снимает управляющее напряжение с транзисторов *VT8*, *VT9*.

Устройство управления и защиты выполнено на плате размером 120×70×10 мм. Модуль питания *УУ3* представляет особый узел ограниченного применения, необходимый для питания автономного (единичного) ИВЭП, и представляет собой АНПН, выполненный на элементах *VT10*—*VT14*, *T4* и подключенный к переменному напряжению сети через выпрямитель и балластный конденсатор *C17* (К73-11, 400В 1,0 мкФ). Модуль размещен на плате размером 120×50×18 мм.

На основе модулей разработаны ИВЭП, имеющие следующие технические характеристики:

Напряжение сети, В	220^{+10}_{-15}%
Выходные напряжения, В	5; 6; 12; 27
Мощность нагрузки, Вт	75—120 Вт
Суммарная нестабильность выходного напряжения, %	±2
Пульсации выходного напряжения, %	1
Частота преобразования, кГц	30
Удельная мощность ИВЭП, Вт/дм³	70—110

8.3. ИСТОЧНИК ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ МАЛОГАБАРИТНОГО АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРИБОРА

Автоматический перенос схемотехники мощных ИВЭП с бестрансформаторным входом на малые мощности (единицы, десятки ватт) приводит к значительному ухудшению таких показателей ИВЭП, как КПД, удельная масса и габариты прибора. Это происходит за счет увеличения относительной доли потребления УУ (1—5 Вт) и значительных размеров платы управления со своим источником питания, выполненной на дискретных элементах. Кроме того, резко ухудшается такой показатель ИВЭП, как стоимость 1 Вт преобразованной энергии. В свете этого весьма актуальной является задача построения самовозбуждающихся преобразователей со стабилизацией выходного напряжения, имеющих мини-

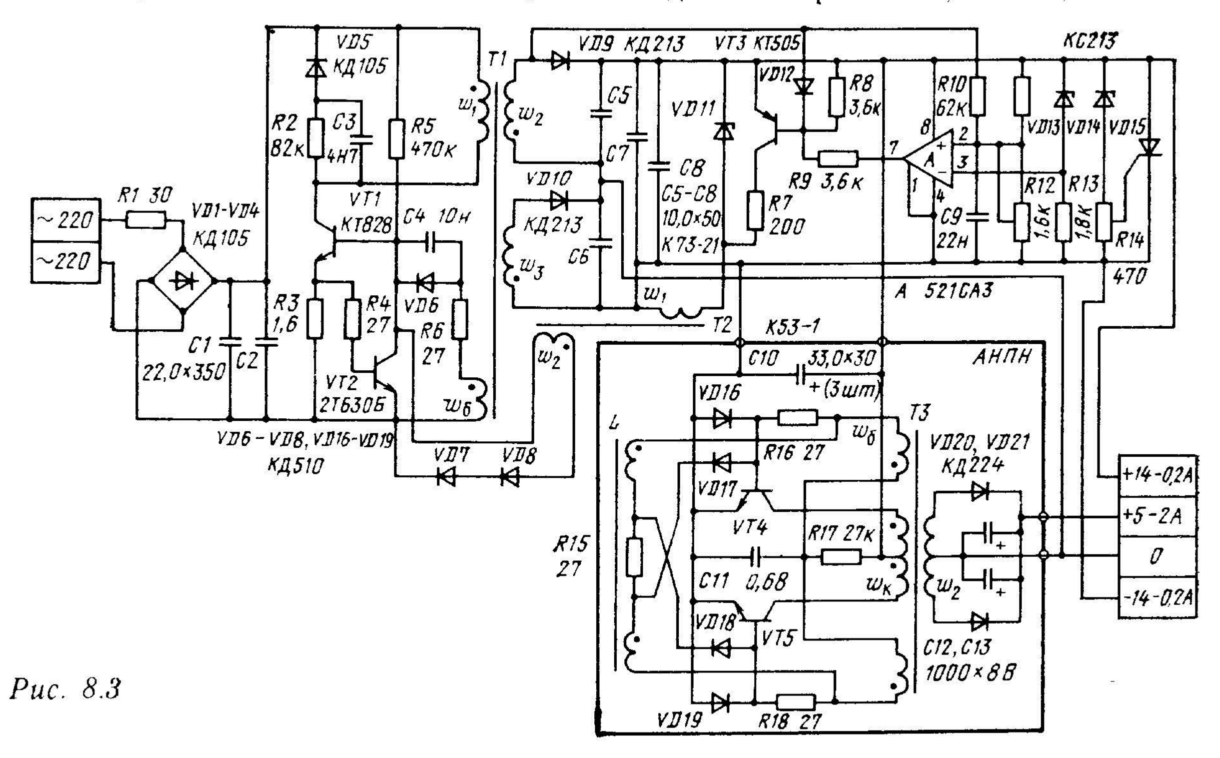


Рис. 8.3

мальное количество комплектующих элементов; однако совмещение простоты устройства и удовлетворение всех требований к ИВЭП, с бестрансформаторным входом (см. гл. IV) является весьма противоречивой задачей.

Анализ АСПН (см. гл. VI) показал перспективность применения однотактных ПН с «обратным» включением диода рис. 6.5 при высоких питающих напряжениях. Рассмотрим особенности практической схемы АСПН рис. 8.3, имеющей следующие технические характеристики:

Напряжение сети, В	220^{+10}_{-15} %
Выходные напряжения, В	5; ±14
Токи нагрузки, А:	
по каналу, 5 В	2
по каналу ±14В	0,2
Потребляемая мощность, Вт	20
Коэффициент полезного действия	не менее 0,8
Пульсации напряжения, В:	
на выходе 28 В	0,1
на входе 5 В	0,02
Нестабильность напряжения по каналу 28 В в диапазоне изменения напряжения сети и при уменьшении мощности нагрузки до 5 Вт, %	±1
Удельная мощность, Вт/дм³	60

Входной фильтр выпрямленного напряжения сети, *C1*, *C2* общей емкостью 44 мкФ обеспечивает пульсации, не превышающие допустимых для конденсаторов типа К50-29. Уменьшить потери в ограничительном резисторе *R1* можно параллельным соединением диодных мостов (*VD1* — *VD4*) аналогично соединению на схеме рис. 8.1.

Преобразовательный блок содержит однотактный *АСПН* [77] на мощном транзисторе *VT1* типа КТ828А и *АНПН* [70] для канала 5В — 2А на транзисторах *VT4*, *VT5*. Для фиксации амплитуды коллекторного тока *VT1* на заданном уровне $I_{Km} \approx 0{,}5$ А использована схема «самозащищенного» транзисторного ключа *VT1* — *VT2*, которая функционирует при выходных напряжениях, меньших номинального, т. е. в режиме ограничения тока нагрузки ($I_н > I_{н.ном}$) и в переходном режиме при включении *АСПН* в течение времени заряда фильтровых конденсаторов *C5* — *C8*, *C10*. Внешняя характеристика ПН на этом участке ($U_н < U_{н.ном}$) определяется выбранным значением параметра $M = 1{,}2$ [см. (6.13), и рис. 6.5, *в*]. Для исключения кратковременных всплесков напряжения, связанных с индуктивностью рассеяния первичной обмотки *T1*, служит цепочка *VD5*, *R2*, *C3*.

Стабилизация напряжения (по каналу 28 В) осуществляется устройством управления *A1*, *VT2*, *T2* путем подачи закрывающих импульсов в базу мощного транзистора *VT1* (см. рис. 6.7). Закрывающий ток базы ограничен сопротивлением резистора *R7*, а для того чтобы магнитопровод импульсного трансформатора *T2* успевал вернуться в исходное состояние ($B = B_r$) за время $t_п$ передачи энергии индуктивности трансформатора *T1* в нагрузку, напряжение пробоя стабилитрона *VD11* должно быть не меньше чем $U_{cm} \geqslant U_н (1 + M) = 28$ В$\cdot 2{,}2 = 61$ В. На такое же напряжение должен быть рассчитан и транзистор *VT3*.

Автогенераторный нерегулируемый ПН выполнен по схеме с мягким запуском и коммутирующим дросселем *L* (см. рис. 5.12). При использовании высокочастотных транзисторов (*VT4*, *VT3* — К286ЕП3) частота преобразования *АНПН* может быть выбрана достаточно высокой: 50 кГц. Для уменьшения потерь в низковольтном выпрямителе *VD20*, *VD21* использованы диоды Шотки типа КД224.

Поскольку устройство автоматически защищено от коротких замыканий нагрузки, то защита от перенапряжений на выходе АСПН, необходимость которой оценивают вероятностью выхода из строя только элементов *УУ* (в том числе обрыв цепи ООС), может быть выполнена в виде тиристора *VD15*, срабатывающего

от измерителя уровня $U_н$ (*VD14*, *R14*). При открывании тиристора *VD15 АСПН* работает на короткозамкнутую нагрузку, при этом ток короткого замыкания (среднее значение) определится соотношением $I_{к.з} = I_{н.ном}(1 + M)$.

Однако наряду с таким несомненным достоинством схем *АНПН* с «обратным» диодом, как предельная простота (один мощный транзистор и один моточный узел *T1*), им присущи вполне определенные недостатки, ограничивающие область их применения. Так, зависимости мощности ПН при $I_н = I_{н\,max}$ от максимального коллекторного тока $I_{Кm}$ и ЭДС источника питания E для АСПН с «обратным» диодом и ПН с дросселем в цепи постоянного тока (например, по рис. 8.1) имеют соответственно вид

$$P_{m1} = I_{Km}EM/2(M+1) \leqslant 0{,}27 I_{Km}E, \text{ где } M \leqslant 1{,}3; \quad (8.1)$$

$$P_{m2} = I_{Km}EM(1+k_i)/2 \leqslant 0{,}72 I_{Km}E, \text{ где } M \leqslant 0{,}8,\ k_i \leqslant 0{,}8. \quad (8.2)$$

Схемы с дросселем в цепи переменного тока (см. § 6.2) характеризуются выражением (8.2) при $k_i = 0$, где $k_i = I_{min}/I_{max}$ — кратность изменения мгновенного тока дросселя в течение периода коммутации. Для них имеем

$$P_{m3} \leqslant 0{,}4 I_{Km}E. \quad (8.3)$$

Сравнение выражений (8.1)—(8.3) показывает, что при равных мощностях преобразования P_m и питающих напряжениях E амплитуда коллекторного тока транзисторов схем АСПН (рис. 8.3) примерно в 2,6 раза больше, чем в схеме по рис. 8.1.

Другим существенным недостатком рассматриваемых устройств является наличие чисто емкостного фильтра, обладающего наибольшей эффективностью при высоких значениях $U_н$, поскольку емкость фильтрового конденсатора имеет следующую зависимость от напряжения на выходе АСПН: $C = P_m t_н / k_\Delta U_н^2$, где $k_\Delta = \Delta U_н / U_н$ — пульсации выходного напряжения.

Таким образом, область рационального использования АСПН с обратным диодом принадлежит ИВЭП с малыми мощностями $P_m \approx 10 - 50$ Вт при повышенных выходных напряжениях $U_н > 20$ В. Данные трансформаторов *T1*, *T3* и дросселя *L* приведены в табл. 8.2.

Таблица 8.2

Тип магнитопровода	Обозначение обмотки	Число витков	Диаметр провода, мм
T1 МП-140 К24×13×14	w_1 $w_2 = w_3$	200 10	0,39 0,8×2
T2 М2000НМ1 К10×6×3	w_1 w_2	90 15	0,19 0,30
T3 М2000НМ1 К16×10×4,5	$w_б$ $w_к$ w_2	3 40 8	0,19 0,44 0,51×2
L3 М2000НМ1 К5×3×1,5	w	2×17	0,19

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Мкртчян Ж. А.** Электропитание электронно-вычислительных машин.— М.: Энергия, 1980.— 207 с.
2. **Электромагнитная** совместимость радиоэлектронных средств и систем/ В. И. Владимиров, А. Л. Докторов, Ф. В. Елизаров и др.; Под ред. Н. М. Царькова. — М.: Радио и связь, 1985.— 272 с.
3. **Система** электропитания специализированной ЦВМ/Ю. В. Зайцев, В. М. Кондрахин, В. П. Миловзоров и др.— Вопросы радиоэлектроники. Сер. ЭВТ, 1976, вып. 6, с. 137—144.
4. **Источники** вторичного электропитания/С.С. Букреев, В. А. Головацкий, Г. Н. Гулякович и др.; Под ред. Ю. И. Конева.— М.: Радио и связь, 1983.
5. **Колосов В. А., Буденный А. П., Шерихов Е. С.** Стабилизированный транзисторный преобразователь напряжения — источник питания для ЦВМ.— Вопросы радиоэлектроники. Сер. ЭВТ, 1974, вып. 8, с. 122—133.
6. **Пряиишников В. А., Петров Е. А., Прянишников С. В.** Унифицированные источники с бестрансформаторным входом и микроэлектронные узлы схем управления: Проблемы миниатюризации ВИП РЭА.— М.: Изд. МДНТП, 1979, с. 145—155.
7. **Мотовилов Н. И.** Бестрансформаторные источники питания: Обзор.— Зарубежная радиоэлектроника, 1983, № 1, с. 61—79.
8. **Мелешин В. И.** Энергетические соотношения в ключевых преобразователях постоянного напряжения/Под ред. Ю. И. Конева.— М.: Сов. радио, 1977, вып. 9, с. 83—97.
9. **А. с. 493877 (СССР).** Инвертор со ступенчатым регулированием выходного напряжения/А. К. Мусолин, В. П. Миловзоров, Ю. В. Зайцев и др.
10. **Справочник** по электролитическим конденсаторам/М. Н. Дьяконов, В. И. Карабанов, В. И. Просняков и др.; Под общ. ред. И.И. Четвертакова и В. Ф. Смирнова.— М.: Радио и связь, 1983.—576 с.
11. **Бландова Е. С., Бочарников М. Я.** К вопросу разработки вторичных источников питания с бестрансформаторным входом. — Электронная техника. Сер. Радиодетали и радиокомпоненты, 1976, вып. 4, с. 74—84.
12. **Мощные** диоды с барьером Шотки и особенности их применения во вторичных источниках питания/Е. А. Альперович, В. Г. Воронин, Э. Е. Вольфсон и др. — ЭТвА/Под ред. Ю. И. Конева.— М.: Сов. радио, 1981, вып. 12, с. 37-42.
13. **Мощные** полупроводниковые приборы. Транзисторы: Справочник/Б. А. Бородин, В. М. Ломакин, В. В. Мокряков и др.; Под ред. А. В. Голомедова.— — М. Радио и связь, 1985.—560 с.
14. **Злобин В. А. Муромкина Т. С., Поспелов П. В.** Изделия из ферритов и магнитодиэлектриков: Справочник/Под общ. ред. Н. Д. Горбунова и Г. А. Матвеева.— М.: Сов. радио. 1972.—240 с.
15. **Александров Ф. И., Сиваков А. Р.** Импульсные полупроводниковые преобразователи и стабилизаторы постоянного напряжения. — Л.: Энергия, 1970.— — 188 с.
16. **А. с. 639105 (СССР).** Однотактный преобразователь постоянного напряжения /В. В. Петров, В. Я. Гавриленко.
17. **А. с. 951596 (СССР).** Преобразователь постоянного напряжения/ С. Д. Рудык, В. Е. Турчанинов.
18. **А. с. 750676 (СССР).** Конвертор/А.Н. Федосов.
19. **А. с. 936287 (СССР).** Однотактный преобразователь постоянного напряжения/С. Д. Рудык, В. Е. Турчанинов.
20. **Остапенко А. А., Рудык С. Д., Турчанинов В. Е.** Однотактные преобразователи с повышенным размахом индукции силового трансформатора: Проблемы преобразовательной техники.— Киев: Изд. ИЭД АН УССР, 1983, ч. 1, с. 194—197.
21. **А. с. 575745 (СССР).** Импульсный стабилизированный однотактный конвертор/Б. А. Багинский, Е. В. Ярославцев.

22. **А. с. 978293 (СССР).** Преобразователь постоянного напряжения/ С. Д. Рудык, В. Е. Турчанинов, А. М. Тюрин, А. А. Черепнин.
23. **Моин В. С., Лаптев Н. Н.** Стабилизированные транзисторные преобразователи.— М.: Энергия, 1972.—312 с.
24. **Охотников В. А., Фомичев В. В.** Методы снижения мощности, рассеиваемой в высоковольтных транзисторах преобразователей напряжения промышленной сети. — ЭТвА/ Под ред. Ю. И. Конева.— М.: Радио и связь, 1980, вып. 11, с. 100—105.
25. **Ромаш Э. М.** Транзисторные преобразователи в устройствах питания радиоэлектронной аппаратуры.— М.: Энергия, 1975.—175 с.
26. **Драбович Ю. И., Комаров Н. С., Марченко Н. Б.** Транзисторные источники электропитания с бестрансформаторным входом. — Киев: Наукова думка, 1984.—158 с.
27. **А. С. 928329 (СССР).** Импульсный стабилизатор напряжения/ А. И. Гинзбург, А. Ф. Кривцов, Л. И. Свительман, Н. М. Разумахина.
28. **Эраносян С. А., Журавлев Б. Н.** Особенности построения бестрансформаторных инверторов: Современные задачи преобразовательной техники.— Киев: Изд. ИЭД АН УССР, 1975, ч. 6, с. 391—395.
29. **Воронин В. Г., Жорно С. Е.** Построение вторичных источников питания с бестрансформаторным входом: Полупроводниковые приборы в технике электросвязи/Под ред. И. Ф. Николаевского.— М.: Связь, 1975, вып. 15, с. 107—113.
30. **А. с. 447797 (СССР).** Импульсный стабилизатор /А. В. Горбач.
31. **А. С. 807468 (СССР).** Стабилизированный инвертор /В.А. Атаназевич.
32. **А. с. 932582 (СССР).** Регулируемый преобразователь постоянного напряжения в постоянное/В. А. Климов, В. К. Ковальков.
33. **Мелешин В. И., Конев Ю. И.** Миниатюризация преобразователей переменного напряжения в стабилизированное постоянное — ЭТвА/ Под ред. Ю. И. Конева.— М.: Сов. радио, 1975, вып. 7, с. 36—45.
34. **А. с. 1142546 (СССР).** Самовозбуждающийся инвертор/А. П. Мишачев, А. В. Романов.
35. **Юрченко А. И.** Преобразователь сетевого напряжения в стабилизированное постоянное — ЭТвА/Под ред. Ю. И. Конева.— М.: Радио и связь, 1981, вып. 12, с. 42—47.
36. **А. с. 796829 (СССР).** Ключевой стабилизатор преобразователь постоянного напряжения/А.А. Бас.
37. **А. с. 384177 (СССР).** Преобразователь постоянного напряжения/ Г.А. Журин, В. И. Куротченко.
38. **А. с. 699503** (СССР). Устройство для дискретного регулирования выпрямленного напряжения/В.Е. Болтнев, В. П. Миловзоров, А. К. Мусолин.
39. **Болтнев В. Е., Мусолин А. К.** Анализ потерь в магнитно-транзисторных ключах дискретных трансформаторных регуляторах стабилизаторов напряжения (ДТРСН): Межвуз. сб. «Магнитно-полупроводниковые и электромашинные элементы автоматики».— Рязань: Изд. РРТИ, 1977, вып. 7, с. 28—36.
40. **Болтнев В. Е., Несов В. А., Андреев И. А.** Сравнительная оценка регулирующих органов дискретного действия: Межвуз. сб. «Магнитно-полупроводниковые и электромашинные элементы автоматики».— Рязань: Изд. РРТИ, 1982, вып. 12, с. 73—83.
41. **А. с. 1077036 (СССР).** Мостовой инвертор/В. И. Овдин, В. Л. Хромушин.
42. **А. с. 860243 (СССР).** Инвертор/А.А. Бас.
43. **Пат. 2375750** (Франция). Onduleur en H,a Transistors, Equilibre/D. Stolitza.
44. **Головацкий В. А., Юрченко А. И.** Применение магнитного пояса в транзисторных преобразователях— ЭТвА/Под ред. Ю. И. Конева.— М.:. Сов. радио, 1981, вып. 12. с. 71—76.
45. **Мелешин В. И., Опадчий Ю. Ф.** Симметрирование транзисторных преобразователей напряжения с внешним управлением — ЭТвА /Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Сов. радио, 1974, вып. 6, с. 50—55.

46. **А. с. 982161 (СССР).** Двухтактный преобразователь напряжения А. И. Гинзбург.
47. **А. с. 877737 (СССР).** Конвертор/А. А. Бас, С. Н. Федячихин.
48. **А. с. 959242 (СССР).** Транзисторный преобразователь напряжения/ А.А. Бас.
49. **Бас. А. А.** О симметрировании транзисторных инверторов.: Проблемы преобразовательной техники.— Киев: Изд. ИЭД АН УССР, 1979, ч. 2, с. 150—153.
50. **Сетевой** стабилизированный ВИП 5В-30А/А.А. Бас, Ф. Г. Кроз, А. М. Ульянов, С. Н. Федячихин.— Проблемы преобразовательной техники— Киев: Изд. ИЭД АН УССР, 1979, ч. 5, с. 120—123.
51. **Корнеев В. Ф.** Однотактные преобразователи напряжения в структурах вторичных источников электропитания.— Проблемы миниатюризации и унификации ВИП РЭА.— М.: Изд. МДНТП, 1979, с. 48—53.
52. **Надежность** технических систем: Справочник/Под ред. И. А. Ушакова.— М.: Радио и связь, 1985.— 608 с.
53. **Драбович Ю. И., Комаров Н. С., Мартынов В. В.** Фазовый способ управления импульсным регулятором.— Киев (Препринт АН УССР, ИЭД, № 211), 1979.—47 с.
54. **А. с. 788312 (СССР).** Инвертор/А.А. Бас, С.Н. Федячихин.
55. **А. с. 877506 (СССР).** Источник питания с защитой от перегрузок/А. А. Бас, В.П. Миловзоров, А. К. Мусолин, С. Н. Федячихин.
56. **А. с. 688954 (СССР).** Способ защиты двухтактного транзисторного инвертора от перегрузок/А. А. Бас, А. К. Мусолин, С. Н. Федячихин.
57. **Бас. А. А., Мишачев А. П.** Сравнительный анализ цепей управления магнитно-транзисторных автогенераторов/Материалы семинара «Электронные средства преобразования энергии»— М.: ЦНИИ НиТЭИ, 1983, с. 18—21.
58. **Мишачев А. П., Романов А. В.** Анализ условий мягкого самовозбуждения двухтактного транзисторного преобразователя напряжения: Проблемы преобразовательной техники.— Киев: Изд. ИЭД АН УССР, 1983, ч. 5, с. 103.
59. **Исаев Э. А.** Полупроводниковые преобразователи напряжения. — М.: Воениздат, 1962.—112 с.
60. **А. с. 877735 (СССР).** Преобразователь постоянного напряжения в переменное/Н. О. Костин, Е. А. Кривешко, Н. Б. Марченко.
61. **А. с. 494833 (СССР).** Транзисторный инвертор/В.К. Зайцевский.
62. **Многофазный** импульсный стабилизатор постоянного напряжения/ А. И. Юрченко, В. А. Головацкий, В. П. Брагин и др.— ЭТвА/Под ред. Ю.И. Конева.— М.: Сов. радио, 1978, вып. 10, с. 111.
63. **А. с. №788233 (СССР).** Транзисторный преобразователь напряжения/А.А. Бас.
64. **А. с. 909776 (СССР).** Преобразователь напряжения/А. П. Мишачев, А. В. Романов.
65. **А. с. 630724 (СССР).** Двухтактный транзисторный инвертор/В.С. Ярыгин, Э. Л. Якунин, В. Ф. Шалагинов.
66. **А. с. 765954 (СССР).** Автогенератор—/А.А. Бас, А. К. Мусолин, С. Н. Федячихин.
67. **А. с. 919028 (СССР).** Транзисторный преобразователь/Э. А. Мурадханян, Ж. А. Мкртчян.
68. **Пат. 4127894 (США).** Converter Protection Circuit Operative to Limit and Counteract Transformer Saturation /J. D. Bishop.
69. **А. с. 780129 (СССР).** Инвертор/А.А. Бас.
70. **А.с. 1159135(СССР).** Преобразователь напряжения/А.А. Бас.
71. **Бертинов А. И. Гершберг В. С., Кофман Д. Б.** Регулируемый статический преобразователь для заряда емкостного накопителя.— Устройства преобразовательной техники, Киев: Наукова думка, 1969, вып. 2, с. 205—218.
72. **А. с. 414715 (СССР).** Устройство управления усилителем мощности/ В. А. Поляков.
73. **А. с. 535888 (СССР).** Преобразователь постоянного напряжения/Л. С. Зисман.

74. **А. с. 729772 (СССР).** Двухтактный стабилизированный инвертор/Б.А. Глебов.
75. **Глебов Б. А.,** Магнитно-транзисторные преобразователи напряжения для питания РЭА.— М.: Радио и связь, 1981.— 96 с.
76. **А. с. 760334 (СССР).** Импульсный стабилизированный источник постоянного напряжения/ А. А. Федосов.
77. **А. с. 1159125 (СССР).** Стабилизирующий преобразователь постоянного напряжения/ А.А. Бас.
78. **Росляков В. В.** К вопросу о самовозбуждении двухтактного транзисторного преобразователя напряжения: Полупроводниковые приборы и их применение /Под ред. А. Я. Федотова.— М.: Сов. радио, 1966, вып. 16, с. 197—227.
79. **Драбович Ю. И., Лебедев А. В.** Анализ процесса включения магнитно-транзисторного ключа.— Техническая электродинамика. 1982. № 6, с. 34—37.
80. **А. с. 491941** (СССР). Преобразователь-стабилизатор постоянного напряжения/В.М. Раинчик.
81. **А. с. 782081 (СССР).** Регулируемый двухтактный преобразователь постоянного напряжения/Б. И. Рудяков
82. **А. с. 826535 (СССР).** Стабилизированный транзисторный преобразователь/ А.А. Бас.
83. **А.с. 748718 (СССР).** Стабилизированный конвертор/А. Ф. Кадацкий.
84. **Веденеев Г. М.** Стабилизация выходного напряжения статических преобразователей на транзисторах. — Электротехника, 1968, № 10, с. 34—38.
85. **А. с. 493870 (СССР).** Регулируемый транзисторный конвертор/Л. Е. Смольников.
86. **Шаров Л. Н.** Стабилизированный преобразователь с бестрансформаторным входом. — ЭТвА/Под ред. Ю. И. Конева.— М.: Сов.радио, 1974, вып. 6 с. 59—63.
87. **А. с. 877738 (СССР).** Регулируемый преобразователь постоянного напряжения / А. А. Бас, А. К. Мусолин, С. К. Федячихин, П. С. Полонский.
88. **А. с. 907530 (СССР).** Стабилизированный источник электропитания/А. А. Бас.
89. **Бас А. А.** Широтно-регулируемый преобразователь постоянного напряжения с трансформаторной развязкой входных и выходных цепей: Проблемы преобразовательной техники. — Киев: Изд. ИЭД АН УССР 1983, ч. 4, с. 153—156.
90. **А. с. 955458 (СССР).** Стабилизированный преобразователь постоянного напряжения в переменное / А. А. Бас.
91. **А. с. 1170566 (СССР).** Стабилизирующий преобразователь постоянного напряжения / А. А. Бас.
92. **А. с. 752702 (СССР).** Транзисторный инвертор / А. А. Бас.
93. **А. с. 838977 (СССР).** Двухтактный транзисторный инвертор / А. А. Бас.
94. **Коссов О. А.** Усилители мощности на транзисторах в режиме переключений. — М.: Энергия, 1971, с. 151—153.
95. **А. с. 838951 (СССР).** Стабилизированный конвертор / А. А. Бас.
96. **Буденный А. П., Колосов А. А.** Мощный ключевой стабилизатор. — ЭТвА / Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Сов. радио, 1974, вып. 6, с. 64—66.
97. **А. с. 760330 (СССР).** Устройство для управления транзисторным ключом / А. А. Бас, А. К. Мусолин и С. Н. Федячихин.
98. **А. с. 957379 (СССР).** Транзисторный конвертор / А. А. Бас, А. К. Мусолин, С. Н. Федячихин и А. М. Ульянов.
99. **А. с. 819808 (СССР).** Стабилизированный преобразователь постоянного напряжения / А. А. Бас.
100. **А. с. 712913 (СССР).** Транзисторный инвертор / А. А. Бас, С. Н. Федячихин.
101. **Способ** уменьшения динамических потерь в силовых транзисторных инверторах / Ю. И. Драбович, В. С. Маслобойщиков, Н. Н. Юрченко, П. Н. Шевченко. — Повышение эффективности устройств преобразовательной техники. — Киев: Изд. ИЭД АН УССР, 1972, ч. 1, с. 406—417.